

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2000-350489
(P2000-350489A)

(43)公開日 平成12年12月15日(2000.12.15)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

FI

テーマート* (参考)

H O 2 P 6/16
6/06

H O 2 P 6/02

3 4 1 N
3 4 1 H

審査請求 有 請求項の数43 O L (全 52 頁)

(21)出願番号 特願2000-17639(P2000-17639)

(22) 出願日 平成12年 1 月26日 (2000. 1. 26)

(31)優先権主張番号 特願平11-18362

(32)優先日 平成11年1月27日(1999.1.27)

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(31)優先権主張番号 特願平11-83304

(32) 優先日 平成11年3月26日(1999.3.26)

(33)優先権主張国 日本(JP)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 飯島 友邦

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 檜崎 和成

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74)代理人 100062926

弁理士 東島 隆治

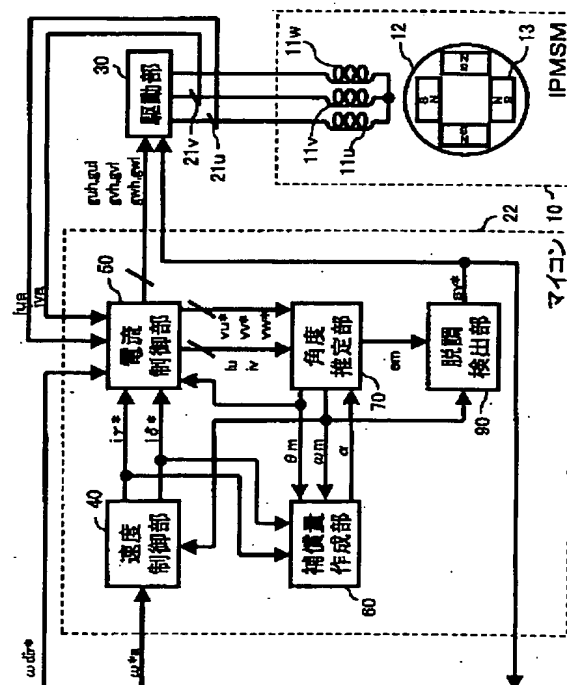
[最終頁に続く](#)

(54) 【発明の名称】 位置センサレスモータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 高分解能で高精度な角度の推定を実現し、相電圧が飽和しても角度の推定を実現し、かつ、誘起電圧定数が変化しても高精度な角度の推定を実現する位置センサレスモータ制御装置を提供すること。

【解決手段】 ロータの推定角度を作成する角度推定手段が、前記推定角度の作成に使用するステータ巻線の相を示す推定相を選択する推定相選択手段と、前記推定角度と相電圧値とに基づき前記推定相の相電圧方程式で表されるモデルからの偏差を作成する偏差作成手段と、前記偏差が零に収斂するように前記推定角度を補正する角度補正手段と、前記相電圧方程式の係数の推定値である係数推定値を補正する係数推定値補正手段とから構成される。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項1】 モータのステータ巻線の目標電流と、前記ステータ巻線の実測電流と、前記モータのロータの推定角度と、を変数とする関数により、導出される電圧を、モータの各ステータ巻線に印加する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項2】 前記ステータ巻線の目標電流が、前記ロータの目標角速度と、前記ロータの推定角速度と、を変数とする関数により、導出される、ことを特徴とする請求項1に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項3】 モータのロータの推定角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、前記モータのステータ巻線の、相電圧、又は相電流、又は誘起電圧、のいずれかと同一の波形の第1の信号、又は前記第1の信号の角度情報を有する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項4】 前記ステータ巻線の電流が正弦波信号であるとして取り扱う、ことを特徴とする請求項3に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項5】 モータのロータの推定角度を推定する、角度推定手段を、有し、前記角度推定手段が、前記推定角度と、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報より導出される角度と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記推定角度を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項6】 モータのロータの推定角度を含む推定信号を生成する、角度推定手段を、有し、前記角度推定手段が、前記推定信号の前記推定角度と、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報より導出される角度と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正し、前記推定信号の振幅と、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報より導出される振幅と、の振幅誤差を算出し、かつ前記振幅誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする、位置センサレスモータ制御装置。

【請求項7】 モータのロータの推定角度を推定し、かつ少なくとも前記推定角度を変数とする関数を有する、角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報に基づいて導出された値に基づいて、前記関数の係数の中の少なくとも1つの係数の値を、補正する、

ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項8】 モータのロータの角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段の出力から、前記角度推定手段のフィードバック入力に至る信号経路の伝達特性が、誘起電圧、ロータの鎖交磁束、及び発電定数を含まない、

ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項9】 モータのロータの推定角度を推定する、角度推定手段を、有し、前記角度推定手段が、前記モータのステータ巻線の相を選択し、選択された前記相の相電圧又は相電流又は誘起電圧に基づいて、前記推定角度を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項10】 モータのロータの角度の情報を含む推定信号を有する角度推定手段を有し、前記モータのステータ巻線の電流を含む情報より導出された値と、前記推定信号から導出された値と、の誤差が定められた範囲を超える場合は、前記モータが、正常に制御にされていないと判断する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項11】 前記誤差が定められた範囲を超える場合は、前記モータを減速又は停止させる、ことを特徴とする請求項10に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項12】 モータのロータの角度及び角速度の情報を含む推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、

前記モータのステータ巻線の電流を含む情報より導出された値と、前記推定信号から導出された値と、の誤差である誤差信号を生成し、かつ、前記誤差信号に、前記角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値を用いて、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項13】 前記角速度が速くなるに応じて、前記ゲインの絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくならない、

ことを特徴とする請求項12に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項14】 モータのロータの角度及び角速度の情報を含む推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の電流を含む情報より導出された値と、前記推定信号から導出された値と、の誤差である誤差信号を生成し、かつ、前記誤差信号より導出された補正量を用いて、前記推定信号を補正し、かつ、

前記補正量が、前記角速度と対応関係を有する上限値又は下限値の少なくともいずれか1つを、超えないように

する、
ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 1 5】 前記角速度が速くなるに応じて、前記上限値又は下限値の絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなることがない、
ことを特徴とする請求項 1 4 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 1 6】 モータのロータの推定角度と推定角速度とを推定する角度推定手段を有し、
前記角度推定手段が、
前記推定角度と、前記推定角速度と、ステータ巻線の計測又は演算された電流と、の中の少なくとも 1 つをパラメータとする補償量のテーブルを有し、かつ、
前記パラメータに対応する補償量を用いて、前記推定角度を補償する、
ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 1 7】 モータのステータ巻線の電流の値である相電流値を検知する電流センサと、
前記モータのロータの推定角度に基づき前記ステータ巻線に印加する電圧の指令値を示す相電圧指令値を作成する電圧指令値作成手段と、
前記相電圧指令値に基づき前記ステータ巻線に電圧を印加する駆動手段と、
前記推定角度を生成する角度推定手段と、
前記ロータの回転する方向の指令を示す回転方向指令を出力する回転方向指令手段と、
を具備する位置センサレスモータ制御装置において、
前記回転方向指令が逆転方向を示す場合は、少なくとも 2 つの相の前記相電流値を相互に交換し、かつ、少なくとも 2 つの相の前記相電圧指令値を相互に交換する、
ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 1 8】 モータのロータの推定角度を推定する角度推定手段を有し、
前記角度推定手段が、ステータ巻線の計測又は演算された相電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより導出される誘起電圧と、同一の波形である第 2 の信号、又は前記第 2 の信号から導出され得る第 3 の信号、又は前記第 2 の信号若しくは前記第 3 の信号の角度情報を有する、
ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 1 9】 前記第 2 の信号又は前記第 3 の信号又は前記角度情報が、
前記モータのステータ巻線の計測又は演算された相電圧と、前記ステータ巻線の計測された相電流と、前記モータのロータの推定角度と、を変数とする関数により、導出される、ことを特徴とする請求項 1 8 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 0】 前記角度推定手段は、さらに、
前記第 2 の信号又は前記第 3 の信号又は前記角度情報から導出された信号と、前記ステータ巻線の計測又は演算

された相電圧から誘起電圧以外の成分を差し引くことにより導出される誘起電圧と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、

かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、
ことを特徴とする、請求項 1 8 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 1】 前記角度推定手段は、さらに、
10 前記第 2 の信号又は前記第 3 の信号の振幅と、前記ステータ巻線の計測又は演算された相電圧から誘起電圧以外の成分を差し引くことにより導出される誘起電圧の振幅と、の振幅誤差を算出し、
かつ前記振幅誤差が小さくなるように、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号の振幅を補正する、
ことを特徴とする、請求項 2 0 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 2】 モータのロータの角度の情報を含む誘起電圧の推定信号を有する角度推定手段を有し、
20 前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の各相の電流を含む情報に基づいて導出された前記各相の誘起電圧と、前記誘起電圧の推定信号と、の誤差の中で、最も大きな誤差を選択し、前記最も大きな誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、
ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 3】 モータのロータの角度の情報を含む誘起電圧の推定信号を有する角度推定手段を有し、
前記角度推定手段は、
前記モータのステータ巻線の各相の電流を含む情報に基づいて導出された前記各相の誘起電圧の中で、最も小さな誘起電圧の相を選択し、かつ、
30 前記選択された相の誘起電圧と、前記誘起電圧の推定信号と、の誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、
ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 4】 前記第 2 の信号又は前記第 3 の信号の振幅が定められた範囲を超える場合は、前記モータを減速又は停止させる、
ことを特徴とする、請求項 2 1 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 5】 前記角度推定手段は、さらに、
前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差に、前記モータのロータの推定角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値である補正量を用いて、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、
ことを特徴とする請求項 2 0 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 6】 前記角速度が速くなるに応じて、前記ゲインの絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小

くならない、

ことを特徴とする請求項 2 5 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 7】 前記角度推定手段は、さらに、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号、又は前記角度情報を補正する値である補正量が、前記モータの角速度と対応関係を有する上限値又は下限値の少なくともいずれか 1 つを、超えないようにする、

ことを特徴とする請求項 2 0 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 8】 前記角速度が速くなるに応じて、前記上限値又は下限値の絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくならない、

ことを特徴とする請求項 2 7 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 2 9】 前記角度推定手段は、さらに、前記推定角度と、前記モータの推定角速度と、前記ステータ巻線の計測又は演算された電流と、の中の少なくとも 1 つをパラメータとする補償量のテーブルを有し、かつ、

前記テーブルの前記パラメータに対応する補償量を用いて、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補償する、

ことを特徴とする請求項 2 0 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 0】 正弦波信号であると仮定した前記モータのステータ巻線の計測又は演算された電流を用いて、前記誘起電圧以外の成分を導出する、

ことを特徴とする請求項 1 8 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 1】 モータのロータの角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、ステータ巻線の電流と同一の波形の第 4 の信号、又は前記第 4 の信号から導出され得る第 5 の信号、又は前記第 4 の信号若しくは前記第 5 の信号の角度情報を有する、

ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 2】 前記角度推定手段は、さらに、前記第 4 の信号又は前記第 5 の信号又は前記角度情報と、ステータ巻線の電流から導出された信号と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、

かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記第 4 の信号、又は前記第 5 の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、ことを特徴とする請求項 3 1 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 3】 前記角度推定手段は、さらに、前記角度推定手段が有する前記第 4 の信号又は前記第 5 の信号の振幅と、ステータ巻線の電流から導出された信

号と、の振幅誤差を算出し、

かつ前記振幅誤差が小さくなるように、前記第 4 の信号、又は前記第 5 の信号、の振幅を補正する、

ことを特徴とする請求項 3 2 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 4】 モータのロータの角度の情報を含むステータ巻線の電流の推定信号を有する角度推定手段を有し、

前記角度推定手段は、測定された前記モータのステータ巻線の各相の電流と、前記電流の推定信号と、の誤差の中で、最も大きな誤差を選択し、前記最も大きな誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 5】 モータのロータの角度の情報を含むステータ巻線の電流の推定信号を有する角度推定手段を有し、

前記角度推定手段は、測定された前記モータのステータ巻線の各相の電流の中で、最も小さな電流の相を選択し、前記選択された相の電流と、前記電流の推定信号と、の誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、

ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 6】 前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が定められた範囲を超える場合は、前記モータを減速又は停止させる、

ことを特徴とする請求項 3 2 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 7】 前記角度推定手段は、さらに、前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差に、前記モータのロータの推定角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値である補正量を用いて、前記第 4 の信号、又は前記第 5 の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、

ことを特徴とする請求項 3 2 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 8】 前記角速度が速くなるに応じて、前記ゲインの絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくならない、

ことを特徴とする請求項 3 7 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 3 9】 前記角度推定手段は、さらに、前記第 4 の信号、又は前記第 5 の信号、又は前記角度情報を補正する値である補正量が、前記モータの角速度と対応関係を有する上限値又は下限値の少なくともいずれか 1 つを、超えないようにする、ことを特徴とする請求項 3 2 に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 4 0】 前記角速度が速くなるに応じて、前記上限値又は下限値の絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくならない、

ことを特徴とする請求項39に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項41】 前記角度推定手段は、さらに、前記推定角度と、前記ロータの推定角速度と、前記ステータ巻線の計測又は演算された電流と、の中の少なくとも1つをパラメータとする補償量のテーブルを有し、かつ、

前記テーブルの前記パラメータに対応する補償量を用いて、前記第4の信号、又は前記第5の信号、又は前記角度情報の推定角度を補償する、ことを特徴とする請求項32に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項42】 前記モータのステータ巻線の計測又は演算された電流が、正弦波信号であるとして取り扱う、ことを特徴とする請求項31に記載の位置センサレスモータ制御装置。

【請求項43】 モータのロータの推定角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、ステータ巻線の計測又は演算された相電圧と、同一の波形である第6の信号、又は前記第6の信号から導出され得る第7の信号、又は前記第6の信号若しくは前記第7の信号の角度情報を有する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、位置センサを用いずに、ロータの角度を推定し、モータを回転駆動する位置センサレスモータ制御装置に関する。特に、高分解能で高精度な角度の推定を実現し、相電圧が飽和しても角度の推定を実現し、かつ、誘起電圧定数に変化しても高精度な角度の推定を実現する位置センサレスモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】機械的な転流機構を持たないブラシレス*

$$e_u = v_u - v_n - R \cdot i_u - L \cdot d(i_u)/dt \quad \dots (1)$$

$$e_v = v_v - v_n - R \cdot i_v - L \cdot d(i_v)/dt \quad \dots (2)$$

$$e_w = v_w - v_n - R \cdot i_w - L \cdot d(i_w)/dt \quad \dots (3)$$

【0008】そして、誘起電圧値 e_u 、 e_v 、 e_w は、比較回路35(図27)に入力される。比較回路35は、これらの誘起電圧値 e_u 、 e_v 、 e_w と、各誘起電圧に一定の定数 k ($0 \leq k$)を掛けた $k \cdot e_u$ 、 $k \cdot e_v$ 、 $k \cdot e_w$ と、の大小比較を行い、当該比較結果である(b)C1、(c)C2、(d)C3、(e)C4、(f)C5、(g)C6の各信号を得る(図28)。前記各信号は論理回路36(図27)に入力される。当該論理回路36は、ステータ巻線の出力手段16(図27)を駆動するための駆動信号(h)DSU+、(i) 50

*モータはロータの角度に基づき電氣的に転流する必要がある。

【0003】従来のモータ制御装置は、ブラシレスモータに取り付けられたホール素子、レゾルバ、あるいは光エンコーダなどの位置センサを用いてロータの角度の情報を得ていた。そのため、位置センサの分だけコストが上昇し、ブラシレスモータの体格も大きくなっていた。

【0004】この位置センサを省略することで、低コストと小型化を実現する従来の位置センサレスモータ制御装置として、特開昭64-43095号公報に開示されたもの(以下、「従来例1」と言う。)と電気学会論文集D117巻1号平成9年98~104頁に記載されたもの(以下、「従来例2」と言う。)とが知られている。以下、この従来の位置センサレスモータ制御装置について説明する。なお、実施の形態との整合性をとるため、これらの文献で使用される値の名称の一部を変更している。

【0005】これら従来の位置センサレスモータ制御装置はY結線された3相のブラシレスモータを制御する。

【0006】従来例1の位置センサレスモータ制御装置のブロック図を図27に、タイミングチャートを図28に示す。なお、図28において、本発明と比較をする上での便宜を考慮して、信号の名称の一部変更している。図27において、従来例の位置センサレスモータ制御装置は、まず、各相のステータ巻線に流れる相電流(i_u 、 i_v 、 i_w)、各相のステータ巻線に印加される相電圧(v_u 、 v_v 、 v_w)、中性点の電圧(v_n)を検知する。次に、下記式(1)(2)(3)の演算を行って、各相のステータ巻線に誘起される誘起電圧値 e_u 、 e_v 、 e_w を求める。ここで、 R は抵抗、 L はインダクタンスである。また、 $d(i_u)/dt$ 、 $d(i_v)/dt$ 、 $d(i_w)/dt$ はそれぞれ i_u 、 i_v 、 i_w の時間微分である。

【0007】

DSU-、(j)DSV+、(k)DSV-、(l)DSW+、(m)DSW-を出力する(図27及び図28)。前記駆動信号により、ステータ巻線に流れる電流が制御され、ロータが所定の向きに回転する。

【0009】従来例1は、誘起電圧に基づいて、大小比較を行い、各相の導通期間を決定しているが、モータのロータの角度を推定する角度推定手段を有しない。図28の(b)C1のタイミングチャートは、C1がHighの期間を示すが、C1がHighの期間の中の細分化した情報は、ない。例えば、今が、C1がHighの期

間の中の、初めの期間なのか、真中なのか、終わりの期間なのかは、分からない。又、モータの角速度は検知していないため、C1がHighの期間がどれくらい続くのかも、分からない。単に、今、C1～C6のどの信号がHighなのかが、分かるだけである。従って、モータを滑らかに駆動させるため、モータを正弦波等に波形で駆動することが出来ない。実施例1においては、導通期間中、モータの各相に印加される電圧は、一定である。本発明の目的の1つは、モータの角度を推定することにより、モータを正弦波の波形で駆動し、モータを滑らかに駆動することである。

【0010】従来例2の位置センサレスモータ制御装置のブロック図を図29に、モータと駆動回路の解析モデル図を図30に示す。図29において、従来例2は、まず、目標の角速度($d\theta/dt$)と、推定モデルが出力する推定角速度($d\theta_{mb}/dt$)の誤差信号 $\Delta\omega = (d\theta/dt) - (d\theta_{mb}/dt)$ を求め、誤差信号 $\Delta\omega$ を速度制御ブロック(PI制御回路)に入力する。速度制御ブロックは、目標の角速度に達するために必要なトルクを発生させる目標電流を出力する。当該目標電流から実際の電流 i を差し引く。その差分 Δi が、電流制御ブロック(PI制御)に入力される。電流制御ブロックは、目標電流を流すために必要な電圧を、 γ - δ 軸上で表される電圧として、出力する。当該必要な電圧と、推定モデルが出力する誘起電圧(e_m)と、が加算*

$$v_{\gamma} = \{R + L_{\gamma} \delta (d\theta_{mb}/dt) + L_{\gamma} (d/dt)\} i_{\gamma} + \{-L_{\delta} (d\theta_{mb}/dt) - L_{\gamma} \delta (d/dt)\} i_{\delta} + e(-\sin \Delta\theta) \quad (79)$$

$$v_{\delta} = \{L_{\gamma} (d\theta_{mb}/dt) - L_{\gamma} \delta (d/dt)\} i_{\gamma} + \{R - L_{\gamma} \delta (d\theta_{mb}/dt) + L_{\delta} (d/dt)\} i_{\delta} + e(\cos \Delta\theta) \quad (80)$$

【0013】 $L_{\gamma} \delta \approx 0$ 、 $L_{\gamma} \approx L_d$ 、 $L_{\delta} \approx L_q$ 、 $\Delta\theta = \theta - \theta_m$ (θ はロータの実際の角度を表し、 θ_m はロータの推定角度を表す。)とおくと、 i_{γ} 及び i_{δ} ※

$$i_{\gamma}(n) = (1 - R \cdot T / L_d) \cdot i_{\gamma}(n-1) + (d\theta_{mb}/dt) \cdot L_q \cdot T / L_d \cdot i_{\delta}(n-1) + (T / L_d) \cdot v_{\gamma}(n-1) + (T \cdot e / L_d) \cdot (\sin \Delta\theta) \quad (81)$$

$$i_{\delta}(n) = \{- (d\theta_{mb}/dt) \cdot (L_d \cdot T / L_q) \cdot i_{\gamma}(n-1) + (1 - R \cdot T / L_q) \cdot i_{\delta}(n-1) + (T / L_q) \cdot v_{\delta}(n-1) + (T \cdot e / L_q) \cdot (-\cos \Delta\theta)\} \quad (82)$$

Tは、演算のインターバル、即ち、 $i_{\gamma}(n)$ と、 $i_{\gamma}(n-1)$ の時間差である。

【0014】同様に、ブラシレスモータのモデルを示す γ 軸と δ 軸の電圧方程式にモータ定数をあてはめること★

$$i_{\gamma m}(n) = (1 - R \cdot T / L_d) \cdot i_{\gamma}(n-1) + \{(d\theta_{mb}/dt) \cdot L_q \cdot T / L_d \cdot i_{\delta}(n-1) + (T / L_d) \cdot v_{\gamma}(n-1) + (T \cdot e_m / L_d) \cdot 0\} \quad (83)$$

*される。当該加算された γ - δ 軸上で表される電圧が、各ステータ巻線に印加される電圧を表す u 、 v 、 w 軸上の電圧に変換された後、当該 u 、 v 、 w 軸上の電圧が、実際にモータの各ステータ巻線に印加される。

【0011】上述のように、 u 軸、 v 軸、 w 軸は、ステータ巻線の各相に対応する静止した軸をいう。 γ 軸と δ 軸は、位置センサレスモータ制御装置が推定するブラシレスモータのモデルのロータの磁気双極子の中心を原点とし、推定のロータの磁気双極子と同一の方向の γ 軸(S極とN極とを結ぶ軸)と、 γ 軸より、90度正方向に(反時計方向に)進んだ δ 軸とからなる、推定のロータと共に回転する座標をいう。同様に、 d 軸と q 軸は、モータの実際のロータの磁気双極子の中心を原点とし、実際のロータの磁気双極子と同一の方向の d 軸(S極とN極とを結ぶ軸)と、 d 軸より、90度正方向に(反時計方向に)進んだ q 軸とからなる、実際のロータと共に回転する座標をいう。

【0012】図29のフィードバックループにおいては、各相のステータ巻線に流れる相電流が検知され、これらの相電流値を座標変換し γ 軸電流値 i_{γ} と δ 軸電流値 i_{δ} とを作成する。 i_{γ} 及び i_{δ} 等と、電圧 v_{γ} 及び v_{δ} との関係は、下記の(79)式及び(80)式で表せる(i_{γ} 及び i_{δ} は、 γ 軸電流成分及び δ 軸電流成分)。 θ_m は、ロータの推定角度である。

※(γ - δ 軸で表した実際のステータ巻線の電流)は、下記のようになる。

★により、 γ 軸電流モデル値 $i_{\gamma m}$ (推定の γ 軸電流成分)と δ 軸電流モデル値 $i_{\delta m}$ (推定の δ 軸電流成分)は、(83)式及び(84)式のように、表せる。

11

$$i_{\delta m}(n) = \{-(d\theta_m/dt) \cdot (L_d \cdot T/L_q) \cdot i_{\gamma}(n-1) \\ + (1-R \cdot T/L_q) \cdot i_{\delta}(n-1) \\ + (T/L_q) \cdot v_{\delta}(n-1) \\ + (T \cdot e_m/L_q) \cdot 1 \quad (84)$$

($\Delta\theta=0$ とおいた場合の、 $i_{\gamma}(n)$ 及び $i_{\delta}(n)$ の式と同じになる。)

【0015】実際の γ 軸電流値 i_{γ} 及び δ 軸電流値 i_{δ} と、推定の γ 軸電流モデル値 $i_{\gamma m}$ 及び δ 軸電流モデル*

$$\Delta i_{\gamma}(n) = (T/L_d) \cdot e(\sin \Delta\theta) \\ \approx (T/L_d) \cdot e(\Delta\theta) \quad (85)$$

$$\Delta i_{\delta}(n) = (T/L_q) \cdot (e_m - e \cdot \cos \Delta\theta) \\ \approx (T/L_q) \cdot \Delta e \quad (86)$$

上記の式のように、速度起電力推定誤差 Δe は $\Delta i_{\delta}(n)$ に比例しており、位置推定誤差 $\Delta\theta$ は $\Delta i_{\gamma}(n)$ に比例している。結局、従来例2は、後述のように、(86)式に基づいて誘起電圧(起電力)を推定しており、(85)式に基づいてロータの角度を推定している。

【0016】実際のモータは、誘起電圧が温度に依存して変化するため、誘起電圧 e と電圧 v_{γ} と電圧 v_{δ} が温度に応じて変化する。一方、温度変化を考慮しない推定モデルでは、誘起電圧 e_m と電圧 $v_{\gamma m}$ と電圧 $v_{\delta m}$ が温度に応じて変化しない。実際には、誘起電圧 e_m が温度に応じて変化し、その結果 $v_{\gamma}(n-1)$ 及び $v_{\delta}(n-1)$ が温度に応じて変化するにもかかわらず、温※

$$e_m(n) = e_m(n-1) - K_p \Delta i_{\delta}(n) \quad (87)$$

$$\theta_m(n) = \theta_m(n-1) + (T/K_v) \cdot e_m(n) \\ + K_p \cdot \text{sgn}\{\theta_m(n-1)\} \cdot \Delta i_{\gamma}(n) \quad (88)$$

$$\text{sgn}\{\theta_m(n-1)\} = 1 : \theta_m(n-1) \geq 0 \\ -1 : \theta_m(n-1) < 0$$

図29において、推定モデル(速度起電力・位置・速度推定)は、実測した i_{γ} 及び i_{δ} をフィードバックし、推定モデルが有する、推定の $i_{\gamma m}$ 及び $i_{\delta m}$ との誤差信号を計算し、その結果得られる $\Delta i_{\gamma}(n)$ 及び $\Delta i_{\delta}(n)$ を、(87)式及び(88)式に代入すること★

$$d\theta_m/dt = (1/T) \{\theta_m(n) - \theta_m(n-1)\} \\ = \{e_m(n)/K_v\} \\ + (K_p/T) \cdot \text{sgn}\{\theta_m(n-1)\} \cdot \Delta i_{\gamma}(n) \quad (89)$$

従来例2においては、推定角速度($d\theta_m/dt$)は、ノイズの影響を取り除くため、更にLPF(低周波フィルタ)を通された後、出力される。

【0019】上述のように、従来例2は、(87)式及び(88)式により、速度起電力(誘起電圧) $e_m(n)$ と、推定角度 $\theta_m(n)$ とを求めており、(89)式により推定角速度($d\theta_m/dt$)を求めている。しかし、実際には、(87)式及び(88)式において一定の定数の係数として使用されている速度起電力定数 K_v は、温度依存性を有する。そのため、夏冬の環境の温度変化や、モータの運転開始時から連続運転時に至るまでの機器の内部温度上昇等により、推定モデルの

12

*値 $i_{\delta m}$ と、の誤差である γ 軸電流誤差値 $\Delta i_{\gamma}(n) = i_{\gamma}(n) - i_{\gamma m}(n)$ と δ 軸電流誤差値 $\Delta i_{\delta}(n) = i_{\delta}(n) - i_{\delta m}(n)$ は、(81)式から(84)式より、下記のようになる。

※度変化をする実測の(81)式及び(82)式から、温度変化をしない推定の(83)式及び(84)式を差し引いた結果である、(85)式及び(86)式においては、温度に対する変化量の異なる、 e 及び Δe と、 $\Delta i_{\gamma}(n)$ 及び $\Delta i_{\delta}(n)$ とが、比例式で表されている。そのため、誘起電圧の温度変化は、推定角度の誤差を生じる。

【0017】従来例2では、(85)式及び(86)式より、電流誤差 $\Delta i_{\gamma}(n)$ 及び $\Delta i_{\delta}(n)$ に速度起電力定数 K_v 及び位置の推定ゲイン K_p をそれぞれ乗じて、推定誘起電圧 $e_m(n)$ 及び推定角度 $\theta_m(n)$ を求めている。

★により、速度起電力(誘起電圧) $e_m(n)$ と、推定角度(位置) $\theta_m(n)$ とを求める。

【0018】(87)式及び(88)式より、推定角速度($d\theta_m/dt$)は、下記の式により求める。

推定角度の誤差が大きくなるという欠点がある。また、従来例2の文献は、 γ - δ 軸上で表される電圧を用いて、モータのロータの角度を推定している。そのため、 γ - δ 軸上で表される電圧を u 軸、 v 軸、及び w 軸で表されるステータ巻線の相電圧に変換したり、逆に、 u 軸、 v 軸、及び w 軸で表されるステータ巻線の相電圧等を γ - δ 軸上の信号に変換することが、必要である。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】従来例1の位置センサレスモータ制御装置は、相電圧飽和時においても角度を検出することはできる。しかし、求められた誘起電圧値 e_u 、 e_v 、 e_w に基づき比較結果を作成し、この比較

結果の論理に基づき通電する相を決定するだけであるため、ロータの角度についての情報は、相電圧を切り換える点の情報のみであった。従って、従来例 1 の実施例に記載された 150 度通電方式の場合は、全ての情報を合わせても、電気角で 30° の分解能（どの相に電流を流すべきかという情報）を持つのみであった。

【0021】また、従来例 1 は、角度を検出しているだけで、角度の推定を行っておらず、モータのステータ巻線に矩形波電圧を印加している。そのため、矩形波状の電流をステータ巻線に流すため、トルクリップルが発生した。ステータ巻線に正弦波の電流を流そうとすれば、角度の推定を行う必要がある。

【0022】また、速度は分解能の低い角度に基づき作成されるため、速度制御性が悪かった。

【0023】従来例 2 の位置センサレスモータ制御装置は、高分解能で角度を推定することはできる。しかし、従来例 2 は、 γ - δ 軸上で表される電圧（回転座標系）を用いて、モータのロータの角度を推定している。従って、 γ 軸と δ 軸で表される電圧を、各相への印加電圧を示す u 、 v 、 w 軸に座標変換したり、逆に、 u 、 v 、 w 軸で表される信号を γ 軸と δ 軸で表される信号に座標変換する必要がある。モータを正弦波駆動する場合には、 γ - δ 軸上で表される電圧を u 軸、 v 軸、及び w 軸で表されるステータ巻線の相電圧に変換したり、逆に、 u 軸、 v 軸、及び w 軸で表されるステータ巻線の相電圧等を γ - δ 軸上の信号に変換することは、容易である。しかし、モータを正弦波以外の波形（例えば台形波や、矩形波等）により駆動しようとする場合、例えば、モータのステータ巻線に印加される台形波や矩形波を、 γ 軸及び δ 軸上の波形に変換することは極めて困難である、という問題があった。

【0024】又、従来例 2 において、(81) 式、(82) 式、(83) 式、及び (84) 式は、信号波形が正弦波であるとの、仮定を導入している。従って、従来例 2 の方式を、正弦波以外の波形信号に適用すると、推定角度の誤差が生じる、という問題があった。

【0025】そのため、例えば、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなると、相電圧が飽和して、特に、各相の電圧波形が正弦波でなくなるため、正しく角度を推定できず、高い角速度や大きな出力トルクを実現できなかった。

【0026】また、従来例 2 の位置センサレスモータ制御装置は、(87) 式及び (88) 式に基づいて、角度の推定を行う。従って、上述のように、速度起電力定数 K_v は温度により変動するため、環境温度の変化、又は機器の内部温度の上昇等により、角度の推定誤差が増大するという、問題がある。なお、相抵抗値 R も温度に応じて変化するが、相電圧方程式上で、相抵抗値の項そのものの大きさが小さいため、推定角度に与える影響は小さい。

【0027】本明細書において、「相電圧方程式」の語は、モータのステータ巻線の相についての方程式の意味である。相電圧方程式は、例えば (26) 式等のように厳密な方程式も、(50) 式のように簡略化された方程式も、含む。又、モータのステータ巻線の相についての方程式に該当すれば、本明細書に記載した以外の式も含む概念である。又、本明細書及び特許請求の範囲の記載において、「方程式」の語と「関数」の語は、同じ意味で用いられる。

【0028】更に、従来例 2 では、目標の角速度 ($d\theta/dt$) を入力してからモータの各相に電圧を印加するまでの経路において、推定誘起電圧 e_m を加算している。しかし、誘起電圧 e は温度に応じて変化する値であるから、温度変化を考慮しない推定誘起電圧 e_m の加算により、温度が変化したときに、推定角度の残留誤差が増大する欠点があった。

【0029】本発明は、上記の問題点を解決するものであり、高分解能で高精度な角度の推定を実現し、相電圧が飽和しても高精度の角度の推定を実現し、かつ、誘起電圧定数が増大しても高精度な角度の推定を実現する位置センサレスモータ制御装置を提供することを目的とする。

【0030】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項 1 の位置センサレスモータ制御装置は、モータのステータ巻線の目標電流と、前記ステータ巻線の実測電流と、前記モータのロータの推定角度と、を変数とする関数により、導出される電圧を、モータの各ステータ巻線に印加する。本発明により、広い温度範囲にわたって、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が得られる。

【0031】本発明の請求項 3 の位置センサレスモータ制御装置は、モータのステータ巻線のパラメータから導出された信号により、角度を推定する。本発明により、相電圧等が飽和する領域に至るまで、広い電圧範囲又は電流範囲に渡って、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が得られる。

【0032】本発明の請求項 5 の位置センサレスモータ制御装置は、推定信号（推定モデル）と、測定データに基づく信号との角度誤差を算出し、当該角度誤差が小さくなるように推定信号を補正する。本発明により、例えば、正弦波の推定信号を有する角度推定手段により、相電圧等が飽和する領域に至るまで、広い電圧範囲又は電流範囲に渡って、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が得られる。

【0033】本明細書及び特許請求の範囲の記載においては、「推定信号」の語と、「推定モデル」の語とは、同じ意味で用いられる。いずれの語も、少なくとも推定の角度である推定角度を含む信号又はデータの意味であり、広義に解釈されるべきである。

【0034】本発明の請求項6の位置センサレスモータ制御装置は、推定信号と、測定データに基づく信号との、角度誤差及び振幅誤差を算出し、当該角度誤差及び振幅誤差が小さくなるように推定信号を補正する。本発明により、負荷の変化や角速度の変化が生じた場合にも、正しい角速度の推定が出来る位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0035】本発明の請求項7の位置センサレスモータ制御装置は、実測データに基づいて、推定信号（推定モデル）を構成する関数の係数の中の少なくとも1つの係数の値を、補正する。本発明により、角度の推定精度の高い位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0036】本発明の請求項8の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧、及び誘起電圧と実質的に等価である要素を含まない、角度推定の制御系を構成する。本発明により、広い温度範囲にわたって、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0037】本発明の請求項9の位置センサレスモータ制御装置は、モータのステータ巻線の複数の相の中から、ひとつの相を選択し、当該相のデータに基づいて、推定信号を補正する。本発明により、いかなるロータの角度においても、高い精度で、角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0038】本発明の請求項10の位置センサレスモータ制御装置は、誤差信号の大きさが、ある範囲を超えた場合は、モータが、正常に制御にされていないと判断する。本発明により、角度推定制御系がプルインレンジ又はホールドレンジを外れた場合には、モータを減速等することにより、速やかに異常状態を脱出できる位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0039】本発明の請求項12の位置センサレスモータ制御装置は、誤差信号に、角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値を用いて、推定信号を補正する。本発明により、広い速度範囲にわたって、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0040】本発明の請求項14の位置センサレスモータ制御装置は、推定信号の補正量のリミットを設ける。本発明により、ノイズにより変動を受けにくい位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0041】本発明の請求項17の位置センサレスモータ制御装置は、回転方向指令が正転方向から逆転方向に変化した場合は、ステータ巻線の少なくとも2つの相の電流センサにより検出した前記相電流値を相互に交換し、かつ、ステータ巻線の少なくとも2つの相の電圧指令値を相互に交換する。本発明により、わずかな切り換えにより、正転と逆転とに対応し、かつ、正転時と逆転時とで、回路ブロック又はプログラムブロックのほとんどの部分を共用できる位置センサレスモータ制御装置が得られる。

【0042】本発明の請求項18の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線の計測又は演算された電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより導出される誘起電圧を推定信号とする。本発明により、広い温度範囲にわたって、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が、得られる。請求項18に記載において、「ステータ巻線の演算された電圧」は、ステータ巻線の目標電圧を含む意味である。

【0043】本発明の請求項31の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線の電流と同一の波形の推定信号を有する。本発明により、広い温度範囲にわたって、高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0044】本発明の請求項43に記載の発明は、相電圧と同一の波形の推定信号を有する。本発明により、演算時間が少なく、安価で小型のマイクロプロセッサ等により角度推定を行う位置センサレスモータ制御装置が、得られる。

【0045】本発明の請求項1に記載の発明は、モータのステータ巻線の目標電流と、前記ステータ巻線の実測電流と、前記モータのロータの推定角度と、を変数とする関数により、導出される電圧を、モータの各ステータ巻線に印加する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0046】本発明による制御装置の状態方程式は、誘起電圧（起電力）、又は磁束の要素を含まない。従って、温度に依存する要素がないため、モータのロータの角度の推定精度が、温度により悪化しないという作用を有する。

【0047】本明細書及び特許請求の範囲の記載において、「推定角度」とは、推定された角度の意味であり、「推定角速度」とは、推定された角速度の意味である。本明細書及び特許請求の範囲の記載においては、「ロータの角度」の語と、「ロータの位相」の語と、「ロータの位置」の語は、同じ意味で用いられる。また、本明細書及び請求の範囲の記載において、「目標角速度」の語は、目標角速度に比例する目標回転数を含む概念である。同様に、「推定角速度」の語は、推定角速度に比例する推定回転数を含む概念である。角速度と回転数は、実質的には、同一の要素だからである。

【0048】本発明の請求項2に記載の発明は、さらに、前記ステータ巻線の目標電流が、前記ロータの目標角速度と、前記ロータの推定角速度と、を変数とする関数により、導出される、ことを特徴とする請求項1に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0049】本発明による制御装置の状態方程式は、誘起電圧（起電力）、又は磁束の要素を含まない。従って、温度に依存する要素がないため、モータのロータの角度の推定精度が、温度により悪化しないという作用を有する。

【0050】本発明の請求項3に記載の発明は、モータのロータの推定角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、前記モータのステータ巻線の、相電圧、又は相電流、又は誘起電圧、のいずれかと同一の波形の第1の信号、又は前記第1の信号の角度情報を有する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0051】本発明による位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、例えば3相モータの駆動装置の場合、u、v、w軸上の信号である第1の信号を有する。従って、モータのステータ巻線の、相電圧、又は相電流等と、推定信号と、の間の演算をする上で、座標回転を必要がなく、u、v、w軸だけで、演算することが出来るという作用を有する。

【0052】従来例2のように、角度推定手段が、 γ 軸、 δ 軸又はd軸、q軸の推定モデル（推定信号）を有する場合には、モータのステータ巻線の、相電圧、又は相電流等との間の演算をする上で、座標回転を必要がある。モータのステータ巻線の、相電圧、又は相電流等が正弦波である時には、座標回転は容易であるが、当該相電圧等が正弦波でない場合には、座標回転は困難である。又、このような場合に、当該相電圧等が正弦波であった場合と同じ計算式を用いて、簡略的に座標回転を行えば、ロータの角度の推定誤差が増大するという問題がある。

【0053】例えば、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなると、ステータ巻線の各相の相電圧が飽和して、各相の電圧波形が正弦波でなくなる（台形波又は矩形波になる。）。このような場合、従来例2のように、 γ 軸、 δ 軸又はd軸、q軸の推定モデル（推定信号）を有する装置においては、正しく角度を推定できず、高い角速度や大きな出力トルクを実現できなかった。

【0054】これに対して、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、座標回転が必要ないため、正弦波でない推定モデル（推定信号）の生成が容易に実現できる。これにより、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなり、ステータ巻線の各相の相電圧が飽和して、各相の電圧波形が正弦波でなくなっても、正しく角度を推定することが出来、高い角速度や大きな出力トルクを実現することが出来るという作用を有する。又、従来例2の（81）式等は、ロータの永久磁石の着磁が正弦波であるとの前提に立っているが、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、ロータの永久磁石の着磁波形は任意である。従って、本発明は、ロータの永久磁石の着磁波形が正弦波以外の波形であって、誘起電圧が正弦波以外の波形を有する、モータについても、高い精度でロータの角度を推定することが出来るという作用を有する。

【0055】本発明の請求項4に記載の発明は、前記ス

テータ巻線の電流が正弦波信号であるとして取り扱う、ことを特徴とする請求項3に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0056】本発明の位置センサレスモータ制御装置においては、ステータ巻線の電流が正弦波信号であるとして取り扱うため、角度を推定するための計算が簡略化されるという作用を有する。そのため、小型で、安価なマイクロプロセッサにより、短い演算時間で、角度推定を行うことが可能になるという作用を有する。又、ステータ巻線は大きなインダクタンス成分を有するため、ステータ巻線の電流の波形は飽和しにくく、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも正弦波に近いので、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも、ステータ巻線の電流の波形を正弦波近似したことによる角度誤差は、小さいという作用を有する。

【0057】本発明の請求項5に記載の発明は、モータのロータの推定角度を推定する、角度推定手段を、有し、前記角度推定手段が、前記推定角度と、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報より導出される角度と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記推定角度を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0058】従来例は、測定情報等に基づいて導出された信号と、推定モデルの波形自体との誤差が少なくなるように、推定モデルの波形を補正していたが、本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、角度誤差という特定のパラメータを算出し、当該角度誤差が小さくなるように、推定角度を補正している。例えば、実際のモータ駆動波形が矩形波（又は台形波）である場合には、従来例では、角度推定手段は矩形波（又は台形波）の推定モデルを有する必要があった。これに対して、本発明の位置センサレスモータ制御装置においては、上記の場合、角度推定手段は正弦波の推定モデルを有し、当該矩形波（又は台形波）の角度と、当該正弦波の角度と、の角度誤差を算出し、角度誤差を小さくするように正弦波の推定モデルを補正することが出来るという作用を有する。これにより、推定モデルの生成が容易になるという作用を有する。

【0059】本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなり、ステータ巻線の各相の相電圧が飽和して、各相の電圧波形が正弦波でなくなっても、正しく角度を推定することが出来、高い角速度や大きな出力トルクを実現することが出来るという作用を有する。又、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、ロータの永久磁石の着磁波形は任意である。従って、本発明は、ロータの永久磁石の着磁波形が正弦波以外の波形であって、誘起電圧が正弦波以外の波形を

有する、モータについても、高い精度でロータの角度を推定することが出来るという作用を有する。

【0060】本発明の請求項6に記載の発明は、モータのロータの推定角度を含む推定信号を生成する、角度推定手段を、有し、前記角度推定手段が、前記推定信号の前記推定角度と、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報より導出される角度と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正し、前記推定信号の振

幅と、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報より導出される振幅と、の振幅誤差を算出し、かつ前記振幅誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする、位置センサレスモータ制御装置である。

【0061】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、角度誤差及び振幅誤差という特定のパラメータを算出し、当該角度誤差が小さくなるように、推定角度を補正している。これにより、本発明の位置センサレスモータ制御装置においては、実際のモータの信

号波形が矩形波（又は台形波）である場合、角度推定手段は正弦波の推定モデルを有し、当該矩形波（又は台形波）の角度と、当該正弦波の角度と、の角度誤差を算出し、角度誤差を小さくするように正弦波の推定モデルを補正することが出来るという作用を有する。これにより、推定モデルの生成が容易になるという作用を有する。

【0062】また、推定モデルの振幅と、実際のモータの信号波形の振幅と、が振幅誤差を有すると、当該振幅誤差が角度誤差に影響を与え、推定角度の精度が悪化するという問題がある。本発明により、振幅誤差を小さくするフィードバックループが設けられ、正しい角度誤差を算出することが出来るという作用を有する。これにより、高い精度で、角度を推定できるという作用を有する。

【0063】例えば、推定モデルと計測結果に基づく信号との角度差（角速度×時間差）を、当該時間よりも十分に早い矩形波信号をクロックを入力とするカウンタを具備し、推定モデルのゼロクロスポイントにより当該カウンタのカウントアップを開始し、計測結果に基づく信号のゼロクロスポイントで、当該カウンタのカウント値をカウンタと同じ段数を有するDフリップフロップにラッチすることにより、直接計測又は算出することが出来る。しかし、一般的には、このように直接角度誤差を計測又は算出する方法は、困難であり、精度も悪い。そこで、通常は、後述する実施例のように、特定の時点における、2つの信号のレベル差を計測又は算出し、当該レベル差を角度誤差に変換する方法が、採用される。この方法の方が、誤差の検出が容易であり、検出精度も高いからである。しかし、レベル誤差を角度誤差に変換する

方法は、信号の振幅の誤差の影響を受けやすい。本発明は、特に、かかる方法により角度誤差を検出する装置において、特に、有効である。

【0064】また、計測結果の信号のレベルは、負荷の変化や、角速度の変化等により変化する場合が多い。本発明により、振幅誤差を小さくするフィードバックループが設けられ、負荷の変化や角速度の変化が生じた場合にも、正しい角速度の推定が出来るという、作用を有する。従って、広い範囲の角速度にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が得られるという、作用を有する。

【0065】本発明の請求項7に記載の発明は、モータのロータの推定角度を推定し、かつ少なくとも前記推定角度を変数とする関数を有する、角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の相電流を含む情報に基づいて導出された値に基づいて、前記関数の係数の中の少なくとも1つの係数の値を、補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0066】位置センサレスモータを、正弦波駆動するためには、モータのロータの角度を推定する角度推定手段を必要とする。角度推定手段は、角度推定手段が有する推定モデル（推定信号）の角度と、計測結果に基づく角度との角度誤差が小さくなるように制御することにより、正しい角度を推定する。推定モデルが推定角度を変数とする関数を有する場合には、当該関数の変数（角度）以外の係数（例えば、信号の振幅）が正しくない場合にも、正しい角度推定をすることが出来ない。本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、変数のみならず、関数の係数についても補正を行うことにより、関数そのものが実際のモータと同じになるようにし、これにより、変数である角度の推定精度を高めることが出来るという作用を有する。

【0067】本発明の請求項8に記載の発明は、モータのロータの角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段の出力から、前記角度推定手段のフィードバック入力に至る信号経路の伝達特性が、誘起電圧、ロータの鎖交磁束、及び発電定数を含まない、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0068】上述のように、誘起電圧、ロータの鎖交磁束、及び発電定数は、温度により変化する。本発明の位置センサレスモータ制御装置は、角度推定手段の出力から角度推定手段のフィードバック入力に至る信号経路の伝達特性が、上記の温度依存性を有する要素を含まない。従って、本発明は、角度推定手段の角度の推定精度が温度変化により悪化しないという、作用を有する。

【0069】本明細書及び特許請求の範囲の記載において、「誘起電圧」の語は、「発電電圧」の語と同じ意味である。「発電定数」の語は、「誘起電圧定数」及び「起電力定数」の語と、同じ意味である。

【0070】本発明の請求項9に記載の発明は、モータのロータの推定角度を推定する、角度推定手段を、有し、前記角度推定手段が、前記モータのステータ巻線の相を選択し、選択された前記相の相電圧又は相電流又は誘起電圧に基づいて、前記推定角度を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0071】角度推定手段は、内蔵する推定モデルを、計測結果に基づく信号又は値に基づいて補正することにより、正しい角度を推定する。しかし、常に単一の信号（例えば、特定の相（u軸）の相電圧）に基づいて補正を行うと、角度の誤差の検出精度が高くなる角度と低くなる角度が存在する。そのため、角度推定の精度が、角度に依存して高くなったり低くなったりするという問題がある。本発明の位置センサレスモータ制御装置は、複数のステータ巻線の相の中で、最も大きな角度誤差を検出できる相を選択し、選択された前記相の相電圧等に基づいて、前記推定角度を補正することにより、いかなるロータの角度においても、常に高い精度で、角度を推定することが出来る、という作用を有する。

【0072】本発明の請求項10に記載の発明は、モータのロータの角度の情報を含む推定信号を有する角度推定手段を有し、前記モータのステータ巻線の電流を含む情報より導出された値と、前記推定信号から導出された値と、の誤差が定められた範囲を超える場合は、前記モータが、正常に制御にされていないと判断する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0073】位置センサレスモータ制御装置は、計測データ等に基づいてモータのロータの角度を推定するが、何らかの原因により、角度の推定誤差が一定の範囲を超えた場合（その結果、例えば、推定角速度が実際の角速度とまったく異なる値になった場合）、その後、計測データ等に基づいて推定角度を補正しても、補正が正しくされず、いつまでも、正しい角度を推定できない（角度推定制御が収束しない）。本発明の位置センサレスモータ制御装置は、角度の推定誤差が一定の範囲を超えたことを検知することが出来るという作用を有する。これにより、通常のフィードバックループによっては角度推定制御がいつまでも収束しないような場合には、モータを停止する等の他の手段を取ることににより、制御から外れた状態（脱調）から、速やかに脱出することが出来る。

【0074】本発明の請求項11に記載の発明は、前記誤差が定められた範囲を超える場合は、前記モータを減速又は停止させる、ことを特徴とする請求項10に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0075】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、角度の推定誤差が一定の範囲を超えたことを検知した場合には、モータを減速又は停止させるという作用を有する。特に、モータを停止させる場合には、確実に、角度推定制御を正常な状態に戻すことが可能である。

又、モータを減速させることによっても、角度推定制御

を正常な状態に戻すことが出来る可能性が高いという、作用を有する。例えば、高速回転時の角度推定手段と、低速回転時の角度推定手段と、を有する位置センサレスモータ制御装置において、高速回転時に、高速回転時の角度推定手段が脱調した場合、モータを減速し、低速回転時の角度推定手段により角度推定を行い、正しい推定角度が得られた時点で、再び、モータを加速し、高速回転時の角度推定手段による角度推定を再開する。

【0076】本発明の請求項12に記載の発明は、モータのロータの角度及び角速度の情報を含む推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の電流を含む情報より導出された値と、前記推定信号から導出された値と、の誤差である誤差信号を生成し、かつ、前記誤差信号に、前記角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値を用いて、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0077】誤差信号に一定のゲインを掛けた補正量により推定信号を補正する場合は、モータの角速度が遅い場合には補正量が大きすぎ、モータの角速度が速い場合には補正量が小さすぎるという問題がある。本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、誤差信号に、前記角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値である補正量を用いて、推定モデルを補正することにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い精度の角度推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0078】本発明の請求項13に記載の発明は、前記角速度が速くなるに応じて、前記ゲインの絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなる場合がない、ことを特徴とする請求項12に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0079】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、角速度が遅い場合には誤差信号に小さなゲインを掛けた補正量を用いて、又、角速度が速い場合には誤差信号に大きなゲインを掛けた補正量を用いて、推定モデルを補正する。これにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い精度の角度推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0080】本発明の請求項14に記載の発明は、モータのロータの角度及び角速度の情報を含む推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の電流を含む情報より導出された値と、前記推定信号から導出された値と、の誤差である誤差信号を生成し、かつ、前記誤差信号より導出された補正量を用いて、前記推定信号を補正し、かつ、前記補正量が、前記角速度と対応関係を有する上限値又は下限値の少なくともいずれか1つを、超えないようにする、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0081】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止するという作用を有する。例えば、単発的なノイズにより誤った誤差信号が得られた場合にも、推定信号が大幅に変化して、角度推定手段のブリュンレンジ又はホールドレンジを外れるという問題を防ぐことが出来る。

【0082】本発明の請求項15に記載の発明は、前記角速度が速くなるに応じて、前記上限値又は下限値の絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなること
10 がない、ことを特徴とする請求項14に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0083】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止するが、補正量が過大であるか否かの判断レベルは、モータの角速度に依存する。そこで、補正量の上限値又は下限値を角速度に応じて変化させることにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な上限値又は下限値を設定でき、広い速度範囲でノイズに強い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0084】本発明の請求項16に記載の発明は、前記
20 角度推定手段は、さらに、前記推定角度と、前記モータの推定角速度と、前記ステータ巻線の計測又は演算された電流と、の中の少なくとも1つをパラメータとする補償量のテーブルを有し、かつ、前記パラメータに対応する補償量を用いて、前記推定角度を補償する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0085】本発明の角度推定手段は、上記のパラメータに対応する補償量のテーブルを有することにより、演算のみにより角度を推定する装置よりも、精度の高い精度で角度を推定することが出来るという作用を有する。
30

【0086】本発明の請求項17に記載の発明は、モータのステータ巻線の電流の値である相電流値を検知する電流センサと、前記モータのロータの推定角度に基づき前記ステータ巻線に印加する電圧の指令値を示す相電圧指令値を作成する電圧指令値作成手段と、前記相電圧指令値に基づき前記ステータ巻線に電圧を印加する駆動手段と、前記推定角度を生成する角度推定手段と、前記ロータの回転する方向の指令を示す回転方向指令を出力する回転方向指令手段と、を具備する位置センサレスモータ制御装置において、前記回転方向指令が逆転方向を示す場合は、少なくとも2つの相の前記相電流値を相互に交換し、かつ、少なくとも2つの相の前記電圧指令値を相互に交換する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。
40

【0087】本発明は、非常にわずかな切り換えにより、正転と逆転とに対応し、かつ、正転時と逆転時とで、回路ブロック又はプログラムブロックのほとんどの部分を共用できる位置センサレスモータ制御装置が実現できるという作用を有する。

【0088】本発明の請求項18に記載の発明は、モー
50

タのロータの推定角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、ステータ巻線の計測又は演算された相電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより導出される誘起電圧と、同一の波形である第2の信号、又は前記第2の信号から導出され得る第3の信号、又は前記第2の信号若しくは前記第3の信号の角度情報を有する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0089】本発明は、ステータ巻線の計測又は演算された電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより、誘起電圧を導出する。

【0090】従来例のように、誘起電圧を用いて、推定信号を生成する場合には、温度変化による誘起電圧の変化が、角度の推定精度を悪化させる。例えば従来例2のように、(87)式及び(88)式より誘起電圧を求める方法は、導出される推定角度 θ_m は、温度依存性を有する。

【0091】本発明の、ステータ巻線の計測又は演算された電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより、誘起電圧を導出する位置センサレスモータ制御装置は、正しい誘起電圧を得ることが出来る。当該誘起電圧の大きさは温度依存性を有するが、u軸の誘起電圧と、v軸の誘起電圧と、w軸の誘起電圧と、の相対的な大きさは温度に依存しないため、角度を推定する上で、何の悪影響も及ぼさない。このため、本発明は、広い温度範囲で高い推定精度を有する角度推定手段を実現できるとい、作用を有する。

【0092】本発明の角度推定手段は、基本的には、u、v、w(3相モータの場合)のいずれかの相の誘起電圧と同一の波形である第2の信号を、推定信号として、有する。しかし、これに限定されるものではなく、前記第2の信号から導出され得る第3の信号、例えば、 γ 軸及び δ 軸(又はd軸及びq軸)で表示された誘起電圧を、角度推定手段が有してもよい。両者は、互換性があり、上記の問題については、同一の効果を有するからである。

【0093】又、角度推定手段は、例えば正弦波である上記第2の信号の波形をそのまま有してもよく、又は、角度情報のみを、数字情報として有しても良い。

【0094】又、例えば、モータのステータ巻線に印加する相電圧の波形が矩形波や台形波であって、推定モデルが、ステータ巻線に印加する相電圧の波形と同一の角度を有する正弦波である場合も含む。当該正弦波は、矩形波や台形波の相電圧の角度情報を有するからである。

【0095】上述のように、角度推定手段がu、v、w(3相モータの場合)のいずれかの相の誘起電圧を推定信号として有する方が、正弦波以外の推定モデルの生成が容易であるという点で、より好ましい。

【0096】本発明の請求項19に記載の発明は、前記第2の信号又は前記第3の信号又は前記角度情報が、前

記モータのステータ巻線の計測又は演算された相電圧と、前記ステータ巻線の計測された相電流と、前記モータのロータの推定角度と、を変数とする関数により、導出される、ことを特徴とする請求項 1 8 に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0097】本発明は、温度依存性のない、ステータ巻線の計測又された相電圧と、前記ステータ巻線の計測された相電流等に基づいて、誘起電圧を導出するか、又は、ステータ巻線の計測された相電圧等に基づいて、誘起電圧を導出する。これらの要素に基づいて導出された誘起電圧により推定される角度は、上述のように温度変化の影響を受けない。本発明は、広い温度範囲で高い精度で角度を推定できる角度推定手段を提供するという作用を有する。

【0098】本発明の請求項 2 0 に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記第 2 の信号又は前記第 3 の信号又は前記角度情報から導出された信号と、前記ステータ巻線の計測又は演算された相電圧から誘起電圧以外の成分を差し引くことにより導出される誘起電圧と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、ことを特徴とする、請求項 1 8 に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0099】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、実際のモータの誘起電圧の波形が矩形波（又は台形波）である場合も、正弦波の推定モデルを有し、当該矩形波（又は台形波）の角度と、当該正弦波の角度と、の角度誤差を算出し、角度誤差を小さくするように正弦波の推定モデルを補正することが出来るという作用を有する。これにより、矩形波（又は台形波）の推定モデルを生成する必要がなく、推定モデルの生成が容易になるという作用を有する。

【0100】従って、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなり、ステータ巻線の各相の相電圧が飽和して、各相の電圧波形が正弦波でなくなっても、正しく角度を推定することが出来、高い角速度や大きな出力トルクを実現することが出来るという作用を有する。又、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、ロータの永久磁石の着磁波形は任意である。従って、本発明は、ロータの永久磁石の着磁波形が正弦波以外の波形であって、誘起電圧が正弦波以外の波形を有する、モータについても、高い精度でロータの角度を推定することが出来るという作用を有する。

【0101】本発明の請求項 2 1 に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記第 2 の信号又は前記第 3 の信号の振幅と、前記ステータ巻線の計測又は演算された相電圧から誘起電圧以外の成分を差し引くことにより

導出される誘起電圧の振幅と、の振幅誤差を算出し、かつ前記振幅誤差が小さくなるように、前記第 2 の信号、又は前記第 3 の信号の振幅を補正する、ことを特徴とする、請求項 2 0 に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0102】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、推定モデルの振幅と実際のモータの信号波形の振幅との振幅誤差が角度の推定に悪影響を及ぼす場合に、当該振幅誤差を小さくするフィードバックループが設けることにより、正しい角度誤差を算出することができるとい作用を有する。これにより、高い精度で、角度を推定できるという作用を有する。

【0103】特に、特定の時点における、2つの信号のレベル差を計測又は算出し、当該レベル差を角度誤差に変換することにより、角度誤差を検出する装置において、有効である。

【0104】また、負荷の変化や角速度の変化により信号の振幅が変化した場合にも、正しい角速度の推定が出来るという、作用を有する。従って、広い範囲の角速度にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が得られるという、作用を有する。

【0105】本発明の請求項 2 2 に記載の発明は、モータのロータの角度の情報を含む誘起電圧の推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の各相の電流を含む情報に基づいて導出された前記各相の誘起電圧と、前記誘起電圧の推定信号と、の誤差の中で、最も大きな誤差を選択し、前記最も大きな誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0106】角度推定手段は、内蔵する推定モデルを、計測結果に基づく信号又は値に基づいて補正することにより、正しい角度を推定する。しかし、常に、特定の相（u 軸）の誘起電圧に基づいて補正を行うと、角度の誤差の検出精度が高くなる角度と低くなる角度が存在する。そのため、角度推定の精度が、角度に依存して高くなったり低くなったりするという問題がある。本発明の位置センサレスモータ制御装置は、複数のステータ巻線の相の中で、最も大きな角度誤差を検出できる相を選択し、選択された前記相の誘起電圧に基づいて、前記推定角度を補正することにより、いかなるロータの角度においても、常に高い精度で、角度を推定することが出来る、という作用を有する。

【0107】「各相の誘起電圧と、前記誘起電圧の推定信号と、の誤差」の算出とは、各相の角度の変位（3相モータであれば、相互に 120 度ずつずれている。）を考慮して、誤差を算出する意味である。請求項 2 2 の他、請求項 2 3、3 4、及び 3 5 について、同様である。例えば、誘起電圧の推定信号が、u v w 軸上で一定

の角度を有すると、する。ひとつの実施例においては、各相の誘起電圧を、推定信号の角度と同じ角度になるように、それぞれ座標変換し、当該座標変換後の誘起電圧と、推定信号と、の誤差を算出する。他の実施例においては、推定信号を、それぞれの相の角度と同じ角度になるように、座標変換し、当該座標変換後の推定信号と、各相の誘起電圧と、の誤差を算出する。

【0108】本発明の請求項23に記載の発明は、モータのロータの角度の情報を含む誘起電圧の推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、前記モータのステータ巻線の各相の電流を含む情報に基づいて導出された前記各相の誘起電圧の中で、最も小さな誘起電圧の相を選択し、かつ、前記選択された相の誘起電圧と、前記誘起電圧の推定信号と、の誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0109】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、複数のステータ巻線の相の中で、最も大きな角度誤差を検出できる相を選択し、選択された前記相の誘起電圧に基づいて、前記推定角度を補正することにより、いかなるロータの角度においても、常に高い精度で、角度を推定することが出来る、という作用を有する。又、請求項23の発明においては、全ての相について誤差を算出する必要がなく、各相の誘起電圧を比較して、最も小さな誘起電圧の相を選択するという簡単な方法により、正常な状態において誤差が最大になる相を選択し、当該選択された相についてののみ、誤差を演算するため、演算時間が少なくて済むという、作用を有する。

【0110】本発明の請求項24に記載の発明は、前記第2の信号又は前記第3の信号の振幅が定められた範囲を超える場合は、前記モータを減速又は停止させる、ことを特徴とする、請求項21に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0111】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、推定信号である第2の信号又は第3の信号の振幅が一定の範囲を超えたことを検知することが出来るという作用を有する。これにより、通常のフィードバックループによっては角度推定制御がいつまでも収束しないような場合には、モータを停止する等の他の手段を取ることで、制御から外れた状態(脱調)から、脱出することが出来る。

【0112】本発明の請求項25に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差に、前記モータのロータの推定角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値である補正量を用いて、前記第2の信号、又は前記第3の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、ことを特徴とする請求項20に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0113】本発明の位置センサレスモータ制御装置の

角度推定手段は、誤差信号に、前記角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値を用いて、推定モデルを補正することにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0114】本発明の請求項26に記載の発明は、前記角速度が速くなるに応じて、前記ゲインの絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなる場合がない、ことを特徴とする請求項25に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0115】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、角速度が遅い場合には誤差信号に小さなゲインを掛けた補正量を用いて、又、角速度が速い場合には誤差信号に大きなゲインを掛けた補正量を用いて、推定モデルを補正する。これにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0116】本発明の請求項27に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記補正量が、前記角速度と対応関係を有する上限値又は下限値の少なくともいずれか1つを、超えないようにする、ことを特徴とする請求項20に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0117】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止するという作用を有する。例えば、単発的なノイズにより誤った誤差信号が得られた場合にも、推定信号が大幅に変化して、角度推定手段のプルインレンジ又はホールドレンジを外れるという問題を防ぐことが出来る。

【0118】本発明の請求項28に記載の発明は、前記角速度が速くなるに応じて、前記上限値又は下限値の絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなる場合がない、ことを特徴とする請求項27に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0119】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止するが、補正量が過大であるか否かの判断レベルは、モータの角速度に依存する。そこで、補正量の上限値又は下限値を角速度に応じて変化させることにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な上限値又は下限値を設定でき、広い速度範囲でノイズに強い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0120】本発明の請求項29に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記推定角度と、前記モータの推定角速度と、前記ステータ巻線の計測又は演算された電流と、の中の少なくとも1つをパラメータとする補償量のテーブルを有し、かつ、前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差から導出された補正量と、前記パラメータに対応するテーブルの補償量と、を用いて、前記第2の信号、又は前記第3の信号、又は前

記角度情報、の推定角度を補正し、かつ補償する、ことを特徴とする請求項20に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0121】本発明の角度推定手段は、上記のパラメータに対応する補償量のテーブルを有することにより、演算のみにより角度を推定する装置よりも、精度の高い精度で角度を推定することが出来るという作用を有する。

【0122】本発明の請求項30に記載の発明は、正弦波信号であると仮定した前記モータのステータ巻線の計測又は演算された電流を用いて、前記誘起電圧以外の成分を導出する、ことを特徴とする請求項18に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0123】本発明の位置センサレスモータ制御装置においては、ステータ巻線の電流が正弦波信号であるとして取り扱うため、角度を推定するための計算が簡略化されるという作用を有する。そのため、小型で、安価なマイクロプロセッサにより、短い演算時間で、角度推定を行うことが可能になるという作用を有する。又、ステータ巻線は大きなインダクタンス成分を有するため、ステータ巻線の電流の波形は飽和しにくく、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも正弦波に近い、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも、ステータ巻線の電流の波形を正弦波近似したことによる角度誤差は、小さいという作用を有する。

【0124】本発明の請求項31に記載の発明は、モータのロータの角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、ステータ巻線の電流と同一の波形の第4の信号、又は前記第4の信号から導出され得る第5の信号、又は前記第4の信号若しくは前記第5の信号の角度情報を有する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0125】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線の電流信号を基準に、角度を推定する。(72)式で表されるように、誘起電圧から導出された推定角度の角度誤差と、ステータ巻線の電流から導出された推定角度の角度誤差は等価である。従って、電流から導出された推定角度は、温度に対して安定である。又、一般に、ステータ巻線の電流の値は、温度に対して安定である。従って、本発明は、広い温度範囲で高い推定精度を有する角度推定手段を実現できるという、作用を有する。

【0126】本発明の角度推定手段は、基本的には、u、v、w (3相モータの場合)のいずれかの相の相電流と同一の波形である第4の信号を、推定信号として、有する。しかし、これに限定されるものではなく、前記第4の信号から導出され得る第5の信号、例えば、 γ 軸及び δ 軸 (又はd軸及びq軸) で表示されたステータ巻線の電流信号を、角度推定手段が有してよい。両者は、互換性があり、上記の問題については、同一の効果を有するからである。

【0127】又、角度推定手段は、例えば正弦波である上記第4の信号又は第5の信号の波形をそのまま有してもよく、又は、角度情報のみを、数字情報として有しても良い。

【0128】又、例えば、モータのステータ巻線に印加する相電流の波形が矩形波であって、推定モデルが、ステータ巻線に印加する相電流の波形と同一の角度を有する正弦波である場合も含む。当該正弦波は、矩形波の相電流の角度情報を有するからである。

【0129】上述のように、角度推定手段がu、v、w (3相モータの場合)のいずれかの相の相電流を推定信号として有する方が、正弦波以外の推定モデルの生成が容易である (座標回転が不要であるため) という点で、より好ましい。

【0130】本発明の請求項32に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記第4の信号又は前記第5の信号又は前記角度情報と、ステータ巻線の電流から導出された信号と、の角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差を算出し、かつ前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が小さくなるように、前記第4の信号、又は前記第5の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、ことを特徴とする、請求項31に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0131】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、実際のモータの電流の波形が矩形波である場合も、正弦波の推定モデルを有し、当該矩形波の角度と、当該正弦波の角度と、の角度誤差を算出し、角度誤差を小さくするように正弦波の推定モデルを補正することが出来るという作用を有する。これにより、矩形波の推定モデルを生成する必要がなく、推定モデルの生成が容易になるという作用を有する。

【0132】従って、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなり、ステータ巻線の各相の相電圧が飽和して、各相の電圧波形が正弦波でなくなっても、正しく角度を推定することが出来、高い角速度や大きな出力トルクを実現することが出来るという作用を有する。又、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、ロータの永久磁石の着磁波形は任意である。従って、本発明は、ロータの永久磁石の着磁波形が正弦波以外の波形であって、誘起電圧が正弦波以外の波形を有する、モータについても、高い精度でロータの角度を推定することが出来るという作用を有する。

【0133】本発明の請求項33に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記角度推定手段が有する前記第4の信号又は前記第5の信号の振幅と、ステータ巻線の電流から導出された信号と、の振幅誤差を算出し、かつ前記振幅誤差が小さくなるように、前記第4の信号、又は前記第5の信号、の振幅を補正する、ことを特徴とする、請求項32に記載の位置センサレスモータ制

御装置である。

【0134】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、推定モデルの振幅と実際のモータの信号波形の振幅との振幅誤差が角度の推定に悪影響を及ぼす場合に、当該振幅誤差を小さくするフィードバックループが設けることにより、正しい角度誤差を算出することができるとい作用を有する。これにより、高い精度で、角度を推定できるという作用を有する。

【0135】特に、特定の時点における、2つの信号のレベル差を計測又は算出し、当該レベル差を角度誤差に変換することにより、角度誤差を検出する装置において、有効である。

【0136】また、負荷の変化や角速度の変化により信号野振幅が変化した場合にも、正しい角速度の推定が出来るという、作用を有する。従って、広い範囲の角速度にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置が得られるという、作用を有する。

【0137】本発明の請求項34に記載の発明は、モータのロータの角度の情報を含むステータ巻線の電流の推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、測定された前記モータのステータ巻線の各相の電流と、前記電流の推定信号と、の誤差の中で、最も大きな誤差を選択し、前記最も大きな誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0138】角度推定手段は、内蔵する推定モデルを、計測結果に基づく信号又は値に基づいて補正することにより、正しい角度を推定する。しかし、常に、特定の相(u軸)の相電流に基づいて補正を行うと、角度の誤差の検出精度が高くなる角度と低くなる角度が存在する。そのため、角度推定の精度が、角度に依存して高くなったり低くなったりするという問題がある。本発明の位置センサレスモータ制御装置は、複数のステータ巻線の相の中で、最も大きな角度誤差を検出できる相を選択し、選択された前記相の相電流に基づいて、前記推定角度を補正することにより、いかなるロータの角度においても、常に高い精度で、角度を推定することが出来る、という作用を有する。

【0139】本発明の請求項35に記載の発明は、モータのロータの角度の情報を含むステータ巻線の電流の推定信号を有する角度推定手段を有し、前記角度推定手段は、測定された前記モータのステータ巻線の各相の電流の中で、最も小さな電流の相を選択し、前記選択された相の電流と、前記電流の推定信号と、の誤差が小さくなるように、前記推定信号を補正する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0140】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、複数のステータ巻線の相の中で、最も大きな角度誤差を検出できる相を選択し、選択された前記相の相電流

に基づいて、前記推定角度を補正することにより、いかなるロータの角度においても、常に高い精度で、角度を推定することが出来る、という作用を有する。又、請求項35の発明においては、全ての相について誤差を算出する必要がなく、各相の誘起電圧を比較して、最も小さな誘起電圧の相を選択するという簡単な方法により、正常な状態において誤差が最大になる相を選択し、当該選択された相についてののみ、誤差を演算するため、演算時間が少なくて済むという、作用を有する。

【0141】本発明の請求項36に記載の発明は、前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差が定められた範囲を超える場合は、前記モータを減速又は停止させる、ことを特徴とする、請求項32に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0142】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、角度の推定誤差が一定の範囲を超えたことを検知することが出来るという作用を有する。これにより、通常のフィードバックループによっては角度推定制御がいつまでも収束しないような場合には、モータを停止する等の他の手段を取ることで、制御から外れた状態(脱調)から、脱出することが出来る。

【0143】本発明の請求項37に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記角度誤差又は角度誤差と対応関係を有する振幅誤差に、前記モータのロータの推定角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値である補正量を用いて、前記第4の信号、又は前記第5の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補正する、ことを特徴とする請求項32に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0144】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、誤差信号に、前記角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値を用いて、推定モデルを補正することにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0145】本発明の請求項38に記載の発明は、前記角速度が速くなるに応じて、前記ゲインの絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなることがない、ことを特徴とする請求項37に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0146】本発明の位置センサレスモータ制御装置の角度推定手段は、角速度が遅い場合には誤差信号に小さなゲインを掛けた補正量を用いて、又、角速度が速い場合には誤差信号に大きなゲインを掛けた補正量を用いて、推定モデルを補正する。これにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0147】本発明の請求項39に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記補正量が、前記角速度と

対応関係を有する上限値又は下限値の少なくともいずれか1つを、超えないようにする、ことを特徴とする請求項32に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0148】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止するという作用を有する。例えば、単発的なノイズにより誤った誤差信号が得られた場合にも、推定信号が大幅に変化して、角度推定手段のプルインレンジ又はホールドレンジを外れるという問題を防ぐことが出来る。

【0149】本発明の請求項40に記載の発明は、前記角速度が速くなるに応じて、前記上限値又は下限値の絶対値は、大きくなる場合があり、かつ、小さくなること

がない、ことを特徴とする請求項39に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0150】本発明の位置センサレスモータ制御装置は、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止するが、補正量が過大であるか否かの判断レベルは、モータの角速度に依存する。そこで、補正量の上限値又は下限値を角速度に応じて変化させることにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な上限値又は下

限値を設定でき、広い速度範囲でノイズに強い角度の推定を行うことが出来るという作用を有する。

【0151】本発明の請求項41に記載の発明は、前記角度推定手段は、さらに、前記推定角度と、前記ロータの推定角速度と、前記ステータ巻線の計測又は演算された電流と、の中の少なくとも1つをパラメータとする補償量のテーブルを有し、かつ、前記パラメータに対応するテーブルの補償量を用いて、前記第4の信号、又は前記第5の信号、又は前記角度情報、の推定角度を補償す

る、ことを特徴とする請求項32に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0152】本発明の角度推定手段は、上記のパラメータに対応する補償量のテーブルを有することにより、演算のみにより角度を推定する装置よりも、精度の高い精度で角度を推定することが出来るという作用を有する。

【0153】本発明の請求項42に記載の発明は、前記モータのステータ巻線の計測又は演算された電流が、正弦波信号であるとして取り扱う、ことを特徴とする請求項31に記載の位置センサレスモータ制御装置である。

【0154】本発明の位置センサレスモータ制御装置においては、ステータ巻線の電流が正弦波信号であるとして取り扱うため、角度を推定するための計算が簡略化されるという作用を有する。そのため、小型で、安価なマイクロプロセッサにより、短い演算時間で、角度推定を行うことが可能になるという作用を有する。又、ステータ巻線は大きなインダクタンス成分を有するため、ステータ巻線の電流の波形は飽和しにくく、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも正弦波に近いため、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも、ステータ巻線の電流の波形を正弦波近似したことによる角度誤差

は、小さいという作用を有する。

【0155】本発明の請求項43に記載の発明は、モータのロータの推定角度を推定する角度推定手段を有し、前記角度推定手段が、ステータ巻線の計測又は演算された相電圧と、同一の波形である第6の信号、又は前記第6の信号から導出され得る第7の信号、又は前記第6の信号若しくは前記第7の信号の角度情報を有する、ことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置である。

【0156】本発明の位置センサレスモータ制御装置においては、ステータ巻線の計測又は演算された相電圧と同一の波形の信号等を推定モデルにすることにより、演算時間が少なく、安価で小型のマイクロプロセッサ等により角度推定を行うことが可能になるという作用を有する。

【0157】

【発明の実施の形態】以下、本発明の位置センサレスモータ制御装置の一実施の形態である具体的な実施例について添付の図面を参照して説明する。

【0158】《実施例1》以下、実施例1における位置センサレスモータ制御装置を説明する。実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線の各相の相電圧方程式から誘起電圧値を求め、この誘起電圧値と誘起電圧基準値との偏差を求め、この偏差が0に収斂するように推定角度 θ_m を補正する。そして、高分解能で高精度な角度の推定を実現し、相電圧が飽和しても角度の推定を実現し、かつ、誘起電圧定数などのモータ定数が変化しても高精度な角度の推定を実現する。本明細書及び請求項の記載において、「誤差」の語と、「偏差」の語は、同じ意味で用いられる。

【0159】まず、実施例1の位置センサレスモータ制御装置の構成を説明する。

【0160】[図1の説明] 図1は、実施例1における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図である。IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor: 埋込磁石型同期モータ) 10は、相電流が流れるステータ巻線11u、11v、11wが巻回されたステータ(図示せず)と、このステータ(図示せず)に対向し近接して配置されたロータ12とが設けられている。ここで、ステータ巻線11u、11v、11wはY結線(各ステータ巻線11u、11v、11wの片端が1点で接続される結線)されている。このブラシレスモータ10は、ロータ12の内部に永久磁石13が配置され、相電流により生成される磁束とこの永久磁石13による磁束との相互作用によりロータ12が回転する。

【0161】実施例1の位置センサレスモータの制御装置は、アナログu相電流値 i_{ua} を出力する電流センサ21uと、アナログv相電流値 i_{va} を出力する電流センサ21vと、アナログu相電流値 i_{ua} とアナログv相電流値 i_{va} とアナログ速度指令値 ω^*a と回転方向

指令 ωdir^* とを入力しスイッチング指令信号 guh 、 gul 、 gvh 、 gvl 、 gwh 、 gwl とサーボオン信号 sv^* とを出力するマイコン（「マイクロ・コンピュータ」又は「マイクロプロセッサ」の意味である。）22と、スイッチング指令信号 guh 、 gul 、 gvh 、 gvl 、 gwh 、 gwl とサーボオン信号 sv^* とを入力しステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ に印加する電圧を制御する駆動部30とから構成される。

【0162】[図2の説明] 図2は、実施例1における駆動部30の構成を示す回路図である。駆動部30は、電源31と、コレクタが電源31の正極に接続されエミッタが相巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ にそれぞれ接続された上側IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor: 絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ) 32u、32v、32wと、上側IGBT 32u、32v、32wにそれぞれ逆並列接続された上側フライホイールダイオード33u、33v、33wと、コレクタがステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ にそれぞれ接続されエミッタが電源31の負極に接続された下側IGBT 34u、34v、34wと、下側IGBT 34u、34v、34wにそれぞれ逆並列接続された下側フライホイールダイオード35u、35v、35wと、スイッチング指令信号 guh 、 gul 、 gvh 、 gvl 、 gwh 、 gwl とサーボオン信号 sv^* とに基づきそれぞれ上側IGBT 32u、32v、32wのゲート電圧と下側IGBT 34u、34v、34wのゲート電圧とを制御するブリッドドライブ器36とから構成される。

【0163】マイコン22は、ハード的に、CPU、ROM、RAM、タイマ、ポート、およびこれらをつなぐバスなどから構成される。

【0164】マイコン22は、機能的に、アナログ速度指令値 ω^*a と推定速度 ω_m とを入力し γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* とを出力する速度制御部40と、アナログ u 相電流値 i_{ua} とアナログ v 相電流値 i_{va} と回転方向指令 ωdir^* と γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* と推定角度 θ_m とを入力し u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とスイッチング指令信号 guh 、 gul 、 gvh 、 gvl 、 gwh 、 gwl とを出力する電流制御部50と、 γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを入力し補償量 α を作成する補償量作成部60と、 u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* と補償量 α とを入力し推定角度 θ_m と推定速度 ω_m と誘起電圧振幅推定値 e_m とを出力する角度推定部70と、推定速度 ω_m と誘起電圧振幅推定値 e_m とを入力しサーボオン信号 sv^* を出力する脱調検出部90とから構成される。本明細書及び特許請求の範囲の記載に

において、「推定速度」の語と「推定角速度」の語とは、いずれも、角速度の意味で用いている。

【0165】[図3の説明] 図3は、実施例1における速度制御部40の構成を示すブロック図である。速度制御部40は、アナログ速度指令値 ω^*a を入力し速度指令値 ω^* を出力するADC (アナログ・デジタル・コンバータ: Analog Digital Converter) 41と、速度指令値 ω^* と推定速度 ω_m とを入力しトルク指令値 T^* を出力するトルク指令値作成部42と、トルク指令値 T^* を入力し γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* とを出力する電流指令値作成部43とから構成される。

【0166】[図4の説明] 図4は、実施例1における電流制御部50の構成を示すブロック図である。電流制御部50は、アナログ u 相電流値 i_{ua} を入力し交換前 u 相電流値 i_{u1} を出力するADC 51uと、アナログ v 相電流値 i_{va} を入力し交換前 v 相電流値 i_{v1} を出力するADC 51vと、交換前 u 相電流値 i_{u1} と交換前 v 相電流値 i_{v1} と回転方向指令 ωdir^* とを入力し u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v とを出力する相電流値交換部52と、 γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* と推定角度 θ_m とを入力し u 相電流指令値 i_u^* と v 相電流指令値 i_v^* と w 相電流指令値 i_w^* とを出力する相電流指令値作成部53と、 u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と u 相電流指令値 i_u^* と v 相電流指令値 i_v^* と w 相電流指令値 i_w^* とを入力し u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とを出力する相電圧指令値作成部54と、 u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* と回転方向指令 ωdir^* を入力し交換後 u 相電圧指令値 v_u^*1 と交換後 v 相電圧指令値 v_v^*1 と交換後 w 相電圧指令値 v_w^*1 とを出力する相電圧指令値交換部56と、交換後 u 相電圧指令値 v_u^*1 と交換後 v 相電圧指令値 v_v^*1 と交換後 w 相電圧指令値 v_w^*1 とを入力しスイッチング指令信号 guh 、 gul 、 gvh 、 gvl 、 gwh 、 gwl を出力するPWM制御器57とから構成される。

【0167】[図5の説明] 図5は、実施例1における角度推定部70の構成を示すブロック図である。角度推定部70は、 u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とを入力し u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w とを出力する相電圧値作成部71と、 u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを入力し u 相誘起電圧値 e_u と v 相誘起電圧値 e_v と w 相誘起電圧値 e_w とを出力する誘起電圧値演算部72と、推定角度 θ_m と補償量 α とを入力し推定相指標 η を出力する推定相選択部73と、推定相指標 η と u 相誘起電圧値 e_u と v 相誘起電圧値 e_v と w 相誘起電圧値 e_w とを入力し誘起電圧選択値 e_s

を出力する誘起電圧選択値選択部74と、推定相指標 η と推定角度 θ_m と補償量 α と誘起電圧振幅推定値 e_m とを入力し誘起電圧基準値 e_{sm} を出力する誘起電圧基準値作成部75と、誘起電圧選択値 e_s と誘起電圧基準値 e_{sm} とを入力し偏差 ε を出力する偏差作成部76と、推定速度 ω_m を入力し比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを出力するゲインリミット作成部77と、推定相指標 η と偏差 ε と比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを入力し推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを出力する角度速度補正部78と、u相誘起電圧値 e_u とv相誘起電圧値 e_v とw相誘起電圧値 e_w とを入力し誘起電圧振幅推定値 e_m を出力する誘起電圧振幅推定値補正部80とから構成される。

【0168】誘起電圧振幅推定値補正部80は、u相誘起電圧値 e_u とv相誘起電圧値 e_v とw相誘起電圧値 e_w とを入力し誘起電圧振幅演算値 e_c を出力する誘起電圧振幅演算値作成部81と、誘起電圧振幅演算値 e_c を入力し誘起電圧振幅推定値 e_m を出力する誘起電圧振幅推定値変更部82とから構成される。

【0169】[図6の説明] 図6は、実施例1における脱調検出部90の構成を示すブロック図である。脱調検出部90は、推定速度 ω_m を入力し誘起電圧振幅脱調判断上限値 $e_{out h}$ と誘起電圧振幅脱調判断下限値 $e_{out l}$ とを出力する誘起電圧脱調判断値作成部91と、誘起電圧振幅脱調判断上限値 $e_{out h}$ と誘起電圧振幅脱調判断下限値 $e_{out l}$ と誘起電圧振幅推定値 e_m とを入力しサーボオン信号 sv^* を出力する脱調判断部92とから構成される。

【0170】[図7の説明] 次に、座標系を説明する。図7は、実施例1における座標系の説明図である。図7において、説明を簡単にするために、磁極数が2のIPMSMが示されている。d軸とq軸は、実際のロータ12の角度 θ による軸である。d軸をロータ12に配置された永久磁石13による磁束と同じ向きとし、q軸をd軸に対して 90° 進んだ向きとする。そして、ステータ巻線11uとd軸のなす角度を角度 θ とする。ここで、図7において、反時計回りの向きを正転とする。正転の向きに回転するとき角度 θ は進む。この正転の向きは、ステータ巻線11u、11v、11wに流れる電流が、u相、v相、w相の順に変化する向きである。また、 γ 軸と δ 軸は推定角度 θ_m により定められる軸である。ステータ巻線11uから推定角度 θ_m だけ回転した軸を γ 軸とし、 δ 軸を γ 軸に対して 90° 進んだ向きとする。さらに、角度 θ と推定角度 θ_m の差を角度誤差 $\Delta\theta$ ($=\theta-\theta_m$)とする。

【0171】ここで、図7では、正の角度誤差 $\Delta\theta$ があるときを示しているが、角度推定に誤差がなく角度誤差 $\Delta\theta$ が0のとき、推定角度 θ_m と角度 θ とが一致し、d軸と γ 軸とが一致し、q軸と δ 軸とが一致する。なお、

以下の説明では、角度 θ と推定角度 θ_m と角度誤差 $\Delta\theta$ とを電気角で表す。以下、特に明記しないとき、角度に関する値は電気角で表わす。ここで、機械角はロータ12そのものの角度を表し、(電気角) $= (p/2) \cdot$ (機械角) である。なお、 p は磁極数である。

【0172】実施例1の位置センサレスモータ制御装置の外部にある速度指令値作成部(図示せず)は、アナログ速度指令値 ω^*a を作成する。

【0173】実施例1の位置センサレスモータ制御装置の外部にある回転方向指令作成部(図示せず)は、回転方向指令 ωdir^* を作成する。IPMSM10を正転させるとき、回転方向指令 $\omega dir^*=F$ (Forward) とする。また、IPMSM10を逆転させるとき、回転方向指令 $\omega dir^*=R$ (Reverse) とする。

【0174】次に、本発明の実施例1の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。

【0175】電流センサ21u、21vは、それぞれステータ巻線11u、11vに流れる電流を検知し、アナログu相電流値 iua 、アナログv相電流値 iva を作成する。

【0176】[図2の説明] 次に、駆動部30の動作を説明する。駆動部30は、サーボオン信号 sv^* がHigh (「H」と言う。) のとき、ステータ巻線11u、11v、11wに印加する電圧を制御する。また、サーボオン信号 sv^* がLow (「L」と言う。) のとき、通電を停止する。

【0177】電源31は、駆動部30に電力を供給する。

【0178】そして、サーボオン信号 sv^* がHのとき、ブリッドドライブ器36は、スイッチング信号 guh がHのとき上側IGBT32uが通電し、スイッチング信号 guh がLのとき上側IGBT32uが非通電であるように、上側IGBT32uのゲート電圧を制御する。一方、スイッチング信号 gul がHのとき下側IGBT34uが通電し、スイッチング信号 gul がLのとき下側IGBT34uが非通電であるように、下側IGBT34uのゲート電圧を制御する。また、v相、およびw相についても同様に、スイッチング信号 gvh 、 gvl 、 gwh 、 gwl に基づき上側IGBT32v、32w、下側IGBT34v、34wのゲート電圧を制御する。

【0179】一方、サーボオン信号 sv^* がLのとき、ブリッドドライブ器36は、全てのIGBTが非通電であるように、上側IGBT32u、32v、32w、および下側IGBT34u、34v、34wのゲート電圧を制御する。

【0180】次に、マイコン22の動作を説明する。

【0181】[図3の説明] まず、速度制御部40の動作を説明する。速度制御部40は、ある設定された時間

ごとに起動され、ADC41、トルク指令値作成部42、電流指令値作成部43の順に下記の動作をさせ、外部から入力されるアナログ速度指令値 ω^*a とおりの速度でロータ12が回転するように γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とを制御するものである。

【0182】ADC41は、アナログ値であるアナログ速度指令値 ω^*a をディジタル値である速度指令値 ω^* にアナログ／ディジタル変換する。

$$T^* = KPW \cdot (\omega^* - \omega_m) + KI W \cdot \Sigma (\omega^* - \omega_m) \quad \dots (4)$$

【0185】電流指令値作成部43は、IPMSM10の出力トルクがトルク指令値 T^* になるように、 γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とを作成する。下記式(5)のように、トルク指令値 T^* をある設定された値 KT で除算した結果を電流指令値振幅 i_a とする。また、下記式(6)のように、電流指令値振幅 i_a に $-\sin(\beta T)$ を乗じた結果を γ 軸電流指令値 i_{γ}^* とする。一方、下記式(7)のように、電流指令値振幅

$$i_a = T^* / KT \quad \dots (5)$$

$$i_{\gamma}^* = -i_a \cdot \sin(\beta T) \quad \dots (6)$$

$$i_{\delta}^* = i_a \cdot \cos(\beta T) \quad \dots (7)$$

【0187】[図4の説明]次に、電流制御部50の動作を説明する。電流制御部50は、ある設定された時間(電流制御周期)ごとに起動され、ADC51u、51v、相電流値交換部52、相電流指令値作成部53、相電圧指令値作成部54、相電圧指令値交換部56、PWM制御器57の順に下記の動作をし、 γ 軸電流指令値 i_{γ}^* 、および δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とおりにステータ巻線11u、11v、11wに電流が流れるようにスイッチング信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} を制御する。

【0188】ADC51u、ADC51vは、それぞれアナログ値であるアナログu相電流値 i_{ua} 、アナログv相電流値 i_{va} をディジタル値である交換前u相電流★

$$i_u = i_{u1}, \quad i_v = i_{v1} \quad (\omega_{dir}^* = F \text{ のとき}) \quad \dots (8)$$

$$i_u = i_{v1}, \quad i_v = i_{u1} \quad (\omega_{dir}^* = R \text{ のとき}) \quad \dots (9)$$

【0191】相電流指令値作成部53は、推定角度 θ_m による回転座標系である $\gamma\delta$ 軸上の γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とを静止座標系に変換する。そして、各相に流す電流の指令値であって正弦波状で互いに電気角で120°ずれたu相電流指令値 i_u^* とv相40

$$i_u^* = \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{i_{\gamma}^* \cdot \cos \theta_m - i_{\delta}^* \cdot \sin \theta_m\} \quad \dots (10)$$

$$i_v^* = \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{i_{\gamma}^* \cdot \cos(\theta_m - 120^\circ) - i_{\delta}^* \cdot \sin(\theta_m - 120^\circ)\} \quad \dots (11)$$

$$i_w^* = \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{i_{\gamma}^* \cdot \cos(\theta_m + 120^\circ) - i_{\delta}^* \cdot \sin(\theta_m + 120^\circ)\} \quad \dots (12)$$

【0193】相電圧指令値作成部54は、まず、w相電流値を求める。下記式(13)のように、u相電流値 i_u

【0183】トルク指令値作成部42は、推定速度 ω_m が速度指令値 ω^ とおりになるように比例積分制御(PI制御)を用いてトルク指令値 T^* を制御する。下記式(4)のように、速度指令値 ω^* と推定速度 ω_m との差を比例ゲイン KPW 、および積分ゲイン KIW で比例積分制御した結果をトルク指令値 T^* とする。

【0184】

10※幅 i_a に $\cos(\beta T)$ を乗じた結果を δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とする。ここで、 βT は電流指令値振幅 i_a が与えられたときに最大出力トルクまたは最大効率を実現する電流位相であり、0°から45°の間のある設定された角度である。以後、この位相を電流指令位相 βT と呼ぶ。

【0186】

★値 i_{u1} 、交換前v相電流値 i_{v1} にアナログ／ディジタル変換する。

【0189】相電流値交換部52は、正転指令時には、交換前の相電流値をそのまま相電流値とする。一方、逆転指令時には、交換前の相電流値を入れ替える。回転方向指令 $\omega_{dir}^* = F$ のとき、下記式(8)のように、交換前u相電流値 i_{u1} をu相電流値 i_u とし、交換前v相電流値 i_{v1} をv相電流値 i_v とする。また、回転方向指令 $\omega_{dir}^* = R$ のとき、下記式(9)のように、交換前u相電流値 i_{u1} 、および交換前v相電流値 i_{v1} をそれぞれv相電流値 i_v 、およびu相電流値 i_u とする。

【0190】

☆相電流指令値 i_v^* とw相電流指令値 i_w^* とを作成する。具体的には、下記式(10)(11)(12)のようにする。

【0192】

uとv相電流値 i_v の和の符号を逆転したものをw相電流値 i_w とする。

【0194】

$$i_w = - (i_u + i_v)$$

【0195】次に、u相電流値*i_u*がu相電流指令値と
おりになるように比例積分制御（PI制御）を用いてu
相電圧指令値*v_u**を制御する。下記式（14）のよう
に、u相電流指令値*i_u**とu相電流値*i_u*との差を比
例ゲインKPK、および積分ゲインKIKで比例積分制
御をした結果をu相電圧指令値*v_u**とする。ただし、
駆動部30が電源31の電圧よりも大きな電圧をステ
ータ巻線11u、11v、11wに印加することができな*10

$$v_u^* = K P K \cdot (i_u^* - i_u) + K I K \cdot \Sigma (i_u^* - i_u) \quad \dots (14)$$

$$-(E/2) \leq v_u^* \leq (E/2) \quad \dots (15)$$

$$v_v^* = K P K \cdot (i_v^* - i_v) + K I K \cdot \Sigma (i_v^* - i_v) \quad \dots (16)$$

$$-(E/2) \leq v_v^* \leq (E/2) \quad \dots (17)$$

$$v_w^* = K P K \cdot (i_w^* - i_w) + K I K \cdot \Sigma (i_w^* - i_w) \quad \dots (18)$$

$$-(E/2) \leq v_w^* \leq (E/2) \quad \dots (19)$$

【0198】相電圧指令値交換部56は、正転指令時に
は、各相の相電圧値をそのままとする。一方、逆転指令
時には、u相とv相の電圧指令値を入れ替える。回転方
向指令ωdir*=Fのとき、下記式（20）のよう
に、u相電圧指令値*v_u**を交換後u相電流値*v_u*1*
とし、v相電圧指令値*v_v**を交換後v相電圧指令値*v*※

$$v_{u*1} = v_u^*, \quad v_{v1}^* = v_v^* \quad (\omega_{dir}^* = F \text{ のとき})$$

$$v_{u*1} = v_v^*, \quad v_{v1}^* = v_u^* \quad (\omega_{dir}^* = R \text{ のとき})$$

【0200】PWM制御器57は、交換後u相電圧指令
値*v_u*1*と交換後v相電圧指令値*v_v*1*と交換後w
相電圧指令値*v_w*1*とをパルス幅変調（PWM：Pul
se Width Modulation）する。具
体的には、ある設定された周波数とE/2の振幅とを持
つ三角波を発生し、この三角波と交換後u相電圧指令
値*v_u*1*とを比較し、交換後u相電圧指令値*v_u*1*の
ほうが大きいとき、スイッチング信号guhをH、gul
をLにする。一方、交換後u相電圧指令値*v_u*1*の
ほうが小さいとき、スイッチング信号guhをL、gul
をHにする。なお、スイッチング信号guh、gul
の状態が遷移するとき、スイッチング信号guh、gul
を双方ともLにする短い時間を設ける（この短い時間
はデッド・タイムと呼ばれる）。また、v相、およびw
相についても同様に、それぞれ交換後v相電圧指令値
i※
v_v*1、および交換後w相電圧指令値v_w*1に基づ
きスイッチング信号gvh、gvl、およびgwh、g★

$$\alpha = \alpha \text{ table} (\theta_m \% 60^\circ, \omega_m, i_\gamma^*, i_\delta^*) \dots (22)$$

【0203】[図5の説明] 次に、実施例1の特徴の1
つである角度推定部70の動作を説明する。

【0204】はじめに、角度推定部70の動作の原理を

・ ・ ・ (13)

*いため、下記式（15）のようなリミットを設ける。こ
こで、Eは電源31の電圧値である。

【0196】また、v相とw相とについても同様に、そ
れぞれ下記式（16）（17）（18）（19）のよう
に、v相電圧指令値v_v*とw相電圧指令値v_w*とを
作成する。

【0197】

20※*v**1とする。また、回転方向指令ωdir*=Rのと
き、下記式（21）のように、u相電圧指令値*v_u**、
およびv相電圧指令値*v_v**をそれぞれ交換後v相電圧
指令値v_v*1、および交換後u相電圧指令値v_u*1
とする。

【0199】

$$\dots (20)$$

$$\dots (21)$$

30★w1を作成する。

【0201】[図1の説明] 次に、実施例1の特徴の1
つである補償量作成部60の動作を説明する。補償量作
成部60は、電流制御部50の動作が終了するごとに動
作する。この補償量作成部60は、角度推定部70にお
いて角度推定θmを補償する量を示す補償量αを作成す
る。角度推定部70は、精度のよい推定角度θmを作成
するが、多少誤差が含まれる。そこで、この誤差をあら
かじめ実験などで求めテーブル化する。具体的には、下
記式（22）のように、推定角度を60°で除算した剰
余（θm%60）、推定速度ωm、γ軸電流指令値iγ
*、およびδ軸電流指令値iδ*に対する補償量αのテ
ーブルαtableを用いる。ここで、推定角度θmを
60で除算した剰余（θm%60）を使用するのは、周
期が電気角の60°で変化する誤差が発生するからであ
る。

【0202】

説明する。角度推定部70は、推定角度θmと誘起電圧
振幅推定値emとを補正することで角度推定を実現す
る。すなわち、角度推定部70は、まず、誘起電圧の基

準値（誘起電圧基準値 e_{sm} ）を作成する。そして、この誘起電圧基準値 e_{sm} の角度（位相）とステータ巻線 11u、11v、11w における相電圧方程式から求めた誘起電圧値（u 相誘起電圧値 e_u 、v 相誘起電圧値 e_v 、w 相誘起電圧値 e_w ）の位相とが一致するように、推定角度 θ_m を補正する。また、誘起電圧基準値 e_{sm} の振幅（誘起電圧振幅推定値 e_m ）と誘起電圧値（u 相誘起電圧値 e_u 、v 相誘起電圧値 e_v 、w 相誘起電圧値 e_w ）の振幅とが一致するように、誘起電圧振幅推定値 e_m を補正する。

【0205】まず、誘起電圧値の位相と誘起電圧基準値の位相とを一致させる方法を説明する。

【図8の説明】図8は、実施例1におけるu相の誘起電圧値と誘起電圧基準値と偏差とを示す波形図である。図8において、誘起電圧値は、誘起電圧基準値より電気角で 20° 遅れている。また、誘起電圧値の振幅は、誘起電圧基準値の振幅（誘起電圧振幅推定値 e_m ）の90%である。

【0206】u相の誘起電圧値（u相誘起電圧値 e_u ）とu相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} ）の位相が一致しないとき、これらの差である偏差（u相偏差 ε_u ）は0ではない。そのため、このu相偏差 ε_u が0に収斂するように、推定角度 θ_m を補正することで、位相を一致させる。

【0207】ここで、推定を行う相を推定角度 θ_m によって選択する。u相、v相、w相はそれぞれ電気角で 120° ずれる。そのため、常に位相差の影響が偏差に一番影響を及ぼす相を用いて角度推定することで、推定精度を向上する。つまり、推定角度 θ_m が、電気角で $0^\circ \sim 30^\circ$ 、 $150^\circ \sim 210^\circ$ 、および $330^\circ \sim 360^\circ$ では、u相偏差 ε_u の大きさがほぼ最大となるため、u相で推定を行う。推定角度 θ_m がこれ以外の範囲のとき、v相あるいはw相で推定を行う。

【0208】図8において、推定角度 $\theta_m = 0^\circ$ 付近のとき、u相偏差 ε_u は正である。そのため、推定角度 θ_m がこの区間にあるとき、偏差 ε が正であれば推定角度 θ_m が進んでいると判断し、推定角度 θ_m を遅らすように補正する。反対に、偏差 ε が負であれば推定角度 θ_m が遅れていると判断し、推定角度 θ_m を進めるように補正する。

【0209】また、図8において、推定角度 $\theta_m = 180^\circ$ 付近のとき、u相偏差 ε_u は負である。そのため、推定角度 θ_m がこの区間にあるとき、偏差 ε が負であれば推定角度 θ_m が進んでいると判断し、推定角度 θ_m を遅らすように補正する。反対に、偏差 ε が正であれば推定角度 θ_m が遅れていると判断し、推定角度 θ_m を進めるように補正する。

【0210】次に、誘起電圧値の振幅と誘起電圧基準値*

$$v_u = v_u^*$$

$$v_v = v_v^*$$

*の振幅（誘起電圧振幅推定値 e_m ）とを一致させる方法を説明する。すべての相の誘起電圧値（u相誘起電圧値 e_u 、v相誘起電圧値 e_v 、およびw相誘起電圧値 e_w ）を求め、振幅を演算し、それを誘起電圧振幅推定値 e_m とする。

【0211】以上のように動作させることにより、推定角度 θ_m と誘起電圧振幅推定値 e_m とを補正し、誘起電圧値と誘起電圧基準値とを一致させることで、角度を推定する。

10 【0212】さらに、実施例1において、偏差を用いて推定角度 θ_m を補正するときのゲインとリミットとを推定速度 ω_m により変化させることで、制御を安定化させる。また、実施例1において、補償量 α だけ誘起電圧基準値 e_{sm} の位相を変化させることにより、角度推定の精度をさらに向上させる。

【0213】では、角度推定部70の動作の詳細を説明する。角度推定部70は、ある設定された周期（角度推定周期： ΔT ）ごとに起動され、相電圧値作成部71、誘起電圧値演算部72、推定相選択部73、誘起電圧選択値選択部74、誘起電圧基準値作成部75、偏差作成部76、ゲインリミット作成部77、角度速度補正部78、誘起電圧振幅演算値作成部81、誘起電圧振幅推定値変更部82の順に下記の動作をさせ、推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを作成する。また、電流制御部50、補償量作成部60、角度推定部70の順に動作させ、角度推定周期 ΔT と電流制御周期とを同一とする。

【0214】角度推定周期 ΔT は、モータの構造に依存せず、マイコンの処理能力に依存する。本実施例においては、角度推定周期 ΔT は $67 \mu s$ である。モータのロータの磁極数が4極である本実施例の角度推定周期 ΔT を電気角 $\Delta \theta$ で表すと、モータ回転数 1800 rpm （角速度 $60 \pi / \text{秒}$ ）において、下記の式より、 $\Delta \theta$ は 1.45 度になる。

$$\Delta \theta = 360 \text{ 度} \times (4 \text{ 極} / 2) \times 67 \mu s \times (1800 \text{ rpm} / 60 s) = 1.45 \text{ 度}$$

上記のように ΔT は非常に小さな値であり、リアルタイムに近い角度推定が行われている。従って、従来例のように、離散サンプリング（電気角 60 度ごとに角度推定を行っている。）に基づく応答の遅延（サンプリング周期の半分の期間の遅延が発生する。）が起きない。このリアルタイムに近い応答性は、モータの急加速又は急減速等において、従来例よりも高い追随性を実現する。このように、非常に短い角度推定周期により角度を推定できることは、他の全ての実施例において、同様である。

【0215】相電圧値作成部71は、下記式（23）

（24）（25）のように、相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w とする。

【0216】

$$\dots (23)$$

$$\dots (24)$$

$$vw = vw*$$

【0217】誘起電圧値演算部72は、各相の誘起電圧値（u相誘起電圧値eu、v相誘起電圧値ev、w相誘起電圧値ew）を作成する。各相の相電圧方程式を誘起電圧値について解く。具体的には、下記式（26）（27）（28）のようにする。ここで、 d/dt は時間微分を表し、三角関数に関する微分の演算に現れる $d\theta/dt$ には推定速度 ω_m を電気角速度に変換したものをを用いる。また、 $d(iu)/dt$ 、 $d(iv)/dt$ 、 $d(iw)/dt$ は、1次オイラー近似で求める。なお、*10

$$\begin{aligned} eu &= vu \\ &- R \cdot iu \\ &- (la + La) \cdot d(iu)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m) \cdot d(iu)/dt \\ &- Las \cdot iu \cdot d\{\cos(2\theta_m)\}/dt \\ &+ 0.5 \cdot La \cdot d(iv)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m - 120^\circ) \cdot d(iv)/dt \\ &- Las \cdot iv \cdot d\{\cos(2\theta_m - 120^\circ)\}/dt \\ &+ 0.5 \cdot La \cdot d(iw)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m + 120^\circ) \cdot d(iw)/dt \\ &- Las \cdot iw \cdot d\{\cos(2\theta_m + 120^\circ)\}/dt \\ &\dots (26) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} ev &= vv \\ &- R \cdot iv \\ &- (la + La) \cdot d(iv)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m + 120^\circ) \cdot d(iv)/dt \\ &- Las \cdot iv \cdot d\{\cos(2\theta_m + 120^\circ)\}/dt \\ &+ 0.5 \cdot La \cdot d(iw)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m) \cdot d(iw)/dt \\ &- Las \cdot iw \cdot d\{\cos(2\theta_m)\}/dt \\ &+ 0.5 \cdot La \cdot d(iu)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m - 120^\circ) \cdot d(iu)/dt \\ &- Las \cdot iu \cdot d\{\cos(2\theta_m - 120^\circ)\}/dt \\ &\dots (27) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} ew &= vw \\ &- R \cdot iw \\ &- (la + La) \cdot d(iw)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m - 120^\circ) \cdot d(iw)/dt \\ &- Las \cdot iw \cdot d\{\cos(2\theta_m - 120^\circ)\}/dt \\ &+ 0.5 \cdot La \cdot d(iu)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m + 120^\circ) \cdot d(iu)/dt \\ &- Las \cdot iu \cdot d\{\cos(2\theta_m + 120^\circ)\}/dt \\ &+ 0.5 \cdot La \cdot d(iv)/dt \\ &- Las \cdot \cos(2\theta_m) \cdot d(iv)/dt \\ &- Las \cdot iv \cdot d\{\cos(2\theta_m)\}/dt \\ &\dots (28) \end{aligned}$$

【0219】推定相選択部73は、偏差の大きさが最も大きい相を推定に使用する相（推定相）にする。なお、補償量 α も考慮する。下記式（29）のように、（推定角度 $\theta_m + \text{補償量}\alpha$ ）が 0° 以上 30° 未満のとき、推

定相指標 η を0にする。（推定角度 $\theta_m + \text{補償量}\alpha$ ）が 30° 以上 90° 未満のとき、推定相指標 η を1にする。……。 （推定角度 $\theta_m + \text{補償量}\alpha$ ）が 270° 以上 330° 未満のとき、推定相指標 η を5にする。そし

$$\dots (25)$$

*w相電流値iwは式（13）のように、u相電流値iuとv相電流値ivとの和の符号を変えたものとする。ここで、Rはステータ巻線一相あたりの抵抗、laはステータ巻線一相あたりの漏れインダクタンス、Laはステータ巻線一相あたりの有効インダクタンスの平均値、およびLasはステータ巻線一相あたりの有効インダクタンスの振幅である。

【0218】

て、(推定角度 θ_m + 補償量 α) が 330° 以上 360° 未満のとき、推定相指標 η を 0 にする。ここで、推定相指標 $\eta = 0$ 、3 のとき推定相は u 相であり、推定相指標 $\eta = 1$ 、4 のとき推定相は w 相であり、推定相指標 $\eta = 2$ 、5 のとき推定相は v 相である。

$\eta = 0$	推定相 = u 相	($0^\circ \leq \theta_m + \alpha < 30^\circ$ のとき)
$\eta = 1$	推定相 = w 相	($30^\circ \leq \theta_m + \alpha < 90^\circ$ のとき)
$\eta = 2$	推定相 = v 相	($90^\circ \leq \theta_m + \alpha < 150^\circ$ のとき)
$\eta = 3$	推定相 = u 相	($150^\circ \leq \theta_m + \alpha < 210^\circ$ のとき)
$\eta = 4$	推定相 = w 相	($210^\circ \leq \theta_m + \alpha < 270^\circ$ のとき)
$\eta = 5$	推定相 = v 相	($270^\circ \leq \theta_m + \alpha < 330^\circ$ のとき)
$\eta = 0$	推定相 = u 相	($330^\circ \leq \theta_m + \alpha < 360^\circ$ のとき)

※標 $\eta = 1$ 、4 のとき推定相は w 相であり、推定相指標 $\eta = 2$ 、5 のとき推定相は v 相である。

【0220】

・・・ (29)

【0221】誘起電圧選択値選択部 74 は、推定相の誘起電圧値を誘起電圧選択値 e_s にする。下記式 (30) のように、推定相指標 $\eta = 0$ 、および 3 のとき、u 相誘起電圧値 e_u を誘起電圧選択値 e_s にする。また、推定相指標 $\eta = 2$ 、および 5 のとき、v 相誘起電圧値 e_v を※

$$\begin{aligned} e_s &= e_u & (\eta = 0, 3 \text{ のとき}) \\ e_s &= e_v & (\eta = 2, 5 \text{ のとき}) \\ e_s &= e_w & (\eta = 1, 4 \text{ のとき}) \end{aligned}$$

・・・ (30)

【0223】誘起電圧基準値作成部 75 は、推定相の誘起電圧値の基準値である誘起電圧基準値 e_{sm} を作成する。下記式 (31) のように、推定相 $\eta = 0$ 、3 のとき、u 相の誘起電圧基準値 (u 相誘起電圧基準値 e_{um}) を誘起電圧基準値 e_{sm} にする。また、推定相 $\eta = 2$ 、5 のとき、v 相の誘起電圧基準値 (v 相誘起電圧基準値 e_{vm}) を誘起電圧基準値 e_{sm} にする。推定相 $\eta = 1$ 、4 のとき、w 相の誘起電圧基準値 (w 相誘起電圧基準値 e_{wm}) を誘起電圧基準値 e_{sm} にする。ロータの永久磁石に正弦波着磁がなされているとして、各相の誘起電圧基準値 e_{sm} は、正弦波とする。

$$\begin{aligned} e_{sm} &= e_{um} & (\eta = 0, 3 \text{ のとき}) \\ e_{sm} &= e_{vm} & (\eta = 2, 5 \text{ のとき}) \\ e_{sm} &= e_{wm} & (\eta = 1, 4 \text{ のとき}) \\ e_{um} &= -e_m \cdot \sin(\theta_m + \alpha) \\ e_{vm} &= -e_m \cdot \sin(\theta_m + \alpha - 120^\circ) \\ e_{wm} &= -e_m \cdot \sin(\theta_m + \alpha - 240^\circ) \end{aligned}$$

・・・ (31)

【0225】偏差作成部 76 は、誘起電圧選択値 e_s と誘起電圧基準値 e_{sm} との偏差 ε を作成する。下記式 (32) のように、誘起電圧選択値 e_s から誘起電圧基準値 e_{sm} を減算したものを偏差 ε にする。

$$\varepsilon = e_s - e_{sm}$$

・・・ (32)

【0227】[図9の説明] ゲインリミット作成部 77 は、推定速度 ω_m が大きくなると大きくなる比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを作成する。図9 (a) のように、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_1 より小さいとき比例ゲイン κ_p をある設定された値 κ_{p1} にする。また、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_2 より大きいとき比例ゲイン κ_p をある設定された値 κ_{p2} にする。さらに、推定速度 ω が ω_1 から ω_2 の範囲にあるときは、(ω_1 , κ_{p1}) と (ω_2 , κ_{p2}) とで補間した値を比例ゲイン κ_p にする。また、同様に、図9 (b) (c) (d) のように、積分ゲイン κ_i と積分リミット ζ_i とを作成する。図9 (e) のように、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_1 より小さいとき積分ゲイン κ_i をある設定された値 κ_{i1} にする。また、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_2 より大きいとき積分ゲイン κ_i をある設定された値 κ_{i2} にする。さらに、推定速度 ω が ω_1 から ω_2 の範囲にあるときは、(ω_1 , κ_{i1}) と (ω_2 , κ_{i2}) とで補間した値を積分ゲイン κ_i にする。また、同様に、図9 (f) (g) (h) のように、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_1 より小さいとき比例リミット ζ_p をある設定された値 ζ_{p1} にする。また、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_2 より大きいとき比例リミット ζ_p をある設定された値 ζ_{p2} にする。さらに、推定速度 ω が ω_1 から ω_2 の範囲にあるときは、(ω_1 , ζ_{p1}) と (ω_2 , ζ_{p2}) とで補間した値を比例リミット ζ_p にする。また、同様に、図9 (i) (j) (k) のように、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_1 より小さいとき積分リミット ζ_i をある設定された値 ζ_{i1} にする。また、推定速度 ω_m がある設定された値 ω_2 より大きいとき積分リミット ζ_i をある設定された値 ζ_{i2} にする。さらに、推定速度 ω が ω_1 から ω_2 の範囲にあるときは、(ω_1 , ζ_{i1}) と (ω_2 , ζ_{i2}) とで補間した値を積分リミット ζ_i にする。

$$\begin{aligned} \sigma &= -1 & (\eta = 0, 2, 4) \\ \sigma &= +1 & (\eta = 1, 3, 5) \end{aligned}$$

・・・ (33)

【0230】次に、角度推定周期毎に推定角度 θ_m をどれだけ進めるかを示す進み量 θ_{mp} を作成する。下記式

※誘起電圧選択値 e_s にする。さらに、推定相指標 $\eta = 1$ 、および 4 のとき、w 相誘起電圧値 e_w を誘起電圧選択値 e_s にする。

【0222】

20 ★準値 e_{vm}) を誘起電圧基準値 e_{sm} にする。推定相 $\eta = 1$ 、4 のとき、w 相の誘起電圧基準値 (w 相誘起電圧基準値 e_{wm}) を誘起電圧基準値 e_{sm} にする。ロータの永久磁石に正弦波着磁がなされているとして、各相の誘起電圧基準値 e_{sm} は、正弦波とする。

【0224】

☆準値 e_{sm} を減算したものを偏差 ε にする。

【0226】

◆うに、積分ゲイン κ_i 、比例リミット ζ_p 、および積分リミット ζ_i を作成する。

【0228】角度速度補正部 78 は、偏差 ε を 0 に収斂させるように推定角度 θ_m を補正する。また、推定速度 ω_m を作成する。まず、補正する向きを示す補正符号 σ を作成する。下記式 (33) のように、推定相指標 $\eta = 0$ 、2、4 のとき、補正符号 σ を -1 にする。また、推定相指標 $\eta = 1$ 、3、5 のとき、補正符号 σ を 1 にする。

【0229】

(34) のように、偏差 ε に補正符号 σ を乗じ比例ゲイン κ_p 乗じ、その乗算結果の絶対値が比例リミット ζ_p

を越えないように制限した値を進み量比例項 $\theta_{mp p}$ とする。また、下記式 (35) のように、偏差 ε に補正符号 σ を乗じ積分ゲイン k_i 乗じ、その乗算結果の絶対値が積分リミット ζ_p を越えないように制限した値を進み*

$$\theta_{mp p} = \kappa_p \cdot \sigma \cdot \varepsilon, -\zeta_p \leq \theta_{mp p} \leq \zeta_p \cdots (34)$$

$$\theta_{mp i} = \kappa_i \cdot \sigma \cdot \varepsilon, -\zeta_i \leq \theta_{mp i} \leq \zeta_i \cdots (35)$$

$$\theta_{mp} = \theta_{mp p} + \Sigma \theta_{mp i} \cdots (36)$$

【0232】次に、推定角度 θ_m を進み量 θ_{mp} だけ進める。下記式 (37) のように、進み量 θ_{mp} を積分し※

$$\theta_m = \Sigma \theta_{mp} \cdots (37)$$

【0234】そして、進み量 θ_{mp} に1次デジタルローパスフィルタ (LPF) を作用したものを推定速度 ω_m とする。具体的には、下記式 (38) のようにする。ここで、 $\omega_m(n)$ は今回の推定速度であり、 $\omega_m(n-1)$ は前回の推定速度である。また、KTPWは進み★

$$= K L W \cdot (K T P W \cdot \theta_{mp}) + (1 - K L W) \cdot \omega_m(n-1) \cdots (38)$$

【0236】誘起電圧振幅演算値作成部81は、各相の誘起電圧値の絶対値を加算した結果に基づき誘起電圧演算値 e_c を作成する。下記式 (39) のように、u相誘起電圧値 e_u の絶対値とv相誘起電圧値 e_v の絶対値とw相誘起電圧値 e_w の絶対値との加算結果にある設定された係数KECを乗じたものを誘起電圧演算値 e_c とす☆

$$e_c = K E C \cdot (|e_u| + |e_v| + |e_w|) \cdots (39)$$

$$K E C = 0.5 / \sin \{ (\theta_m \% 60) + 60^\circ \} \cdots (40)$$

【0238】誘起電圧振幅推定値変更部82は、誘起電圧振幅演算値 e_c に1次デジタルローパスフィルタ (LPF) を作用したものを誘起電圧振幅推定値 e_m とする。具体的には、下記式 (41) のようにする。ここで、 $e_m(n)$ は今回の誘起電圧振幅推定値であり、 $e_m(n-1)$ は前回の誘起電圧振幅推定値である。また、KLEMはローパスフィルタの係数であり、0から1までの値をとり、小さくなるほどローパスフィルタの効果が大きくなる。なお、ローパスフィルタは、誘起電◆

$$e_m(n) = K L E M \cdot e_c + (1 - K L E M) \cdot e_m(n-1) \cdots (41)$$

【0240】〔図6の説明〕次に、実施例1の特徴の1つである脱調検出部90の動作を説明する。まず、脱調検出部90の動作の原理を説明する。IPMSM10は、永久磁石13が配置されるため、ロータ12が回転すると誘起電圧が発生する。この誘起電圧の振幅は、ロータ12が回転する速度に比例して大きくなる。ここで、角度推定部70は、この誘起電圧の振幅を誘起電圧振幅推定値 e_m として推定している。例えば、ユーザーがパラメータを設定するとき、角度推定部70で使用するインダクタンスとして誤った値を入力し、まれに脱調することがある。そして、脱調が発生したとき、角度推定部70が推定する誘起電圧振幅推定値 e_m と推定速度 ω_m との間に矛盾が生じる。

【0241】脱調検出部90は、この矛盾を検出し、サ

*量積分項 $\theta_{mp i}$ とする。そして、進み量積分項 $\theta_{mp i}$ を積分した結果と進み量比例項 $\theta_{mp p}$ との加算結果を進み量 θ_{mp} とする。

【0231】

※たものを推定角度 θ_m とする。

【0233】

★量を速度の単位に変化する係数である。さらに、KLWはローパスフィルタの係数であり、0から1までの値をとり、小さくなるほどローパスフィルタの効果が大きくなる。

【0235】 $\omega_m(n)$

☆る。ここで、係数KECは下記式 (40) のように与えられ、各相が正弦波であるとして、各相の絶対値の和を振幅に変換するために乗算される。なお、 $\theta_m \% 60$ は推定角度 θ_m を60で除算したときの剰余である。

【0237】

◆圧振幅演算値 e_c と前回の誘起電圧振幅推定値 $e_m(n-1)$ との誤差 (振幅誤差) を求め、これに係数KLEMを乗じた結果を前回の誘起電圧振幅推定値 $e_m(n-1)$ に加えたものを今回の誘起電圧振幅推定値 $e_m(n)$ とする。このように、ローパスフィルタを用いることで、振幅誤差を算出し、この振幅誤差が小さくなるように、誘起電圧振幅推定値 $e_m(n)$ を補正する。

【0239】

一ボオン信号 s_v^* をLにして、駆動部30における通電を禁止する。また、実施例1の位置センサレスモータ制御装置の外部にもサーボオン信号 s_v^* を出力し、上位CPUやユーザーに知らせる。そして、上位CPUが再起動などの処理をしたり、ユーザーがパラメータを変更などをし、脱調からの復旧を図る。

【0242】〔図10の説明〕では、脱調検出部90の動作の詳細を説明する。誘起電圧振幅脱調判断値作成部91は、ロータ12が推定速度 ω_m で回転するときが発生すると予測される誘起電圧にある幅を持たせた範囲の上限値と下限値とを作成する。図10は、実施例1における推定速度 ω_m に対する誘起電圧振幅上限値 $e_{out h}$ と誘起電圧振幅下限値 $e_{out l}$ の関係図である。図10のように、誘起電圧振幅脱調判断上限値 $e_{out h}$

を、切片がEOUTH0であり傾きがEOUTH1である推定角度 ω_m に関する1次関数とする。また、誘起電圧振幅脱調判断下限値 e_{outl} を、 ω_m 軸との交点がEOUTL0であり傾きがEOUTL1である推定角度 ω_m に関する1次関数とする。

【0243】脱調判断部92は、誘起電圧振幅推定値 e_m が誘起電圧振幅脱調判断上限値 e_{outh} と誘起電圧振幅脱調判断下限値 e_{outl} とで表される範囲外のと
き、脱調と判断する。下記式(42)のように、誘起電*

$$\begin{aligned}sv* &= L \quad (e_m < e_{outl}) \\sv* &= H \quad (e_{outl} \leq e_m \leq e_{outh}) \\sv* &= L \quad (e_m > e_{outh})\end{aligned} \quad \dots (42)$$

【0245】以上のように動作させることにより、実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、高分解能で高精度に角度を推定することができる。また、実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、相電圧が飽和しても角度を推定することができる。さらに、実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧定数が変化しても高精度に角度を推定することができる。

【0246】他の実施例においては、脱調検出部90は、偏差 ε が定められた値より大きい場合に、脱調と判断し、サーボオン信号 $sv*$ をLにする。また、偏差 ε が定められた値より小さい場合に、脱調していないと判断し、サーボオン信号 $sv*$ をHにする。この実施例においては、単発的なノイズにより脱調検出部90が誤動作することを防止するため、偏差 ε が定められた値より大きい状態が、定められた時間以上連続する場合、又は定められた回数以上連続する場合、脱調と判断し、サーボオン信号 $sv*$ をLにすることが、より好ましい。

【0247】以下、実施例1の位置センサレスモータ制御装置の効果を説明する。

【0248】従来例1の位置センサレスモータ制御装置は、3相の誘起電圧値を作成し、これらの誘起電圧値に基づき比較結果を作成し、この比較結果の論理に基づき矩形波駆動をしていた。そのため、通電相の切り替わり時に、電流が歪み、トルクリップルが発生していた。

【0249】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧基準値を作成し、誘起電圧値との差である偏差 ε を用いて推定角度 θ_m を補正する。そして、補正された推定角度 θ_m に基づき正弦波状の相電流指令値 i_{u*} 、 i_{v*} 、 i_{w*} を作成し制御することで、正弦波状の相電流を流す。

【0250】このように、実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧値と誘起電圧基準値との偏差 ε を用いて推定角度 θ_m を作成し、正弦波状の相電流を流すことで、トルクリップルが低減された位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0251】従来例1の位置センサレスモータ制御装置は、各相の誘起電圧値を演算し、それらの0クロスにおいて、角度を特定する。すると、角度を検知できるの

圧振幅推定値 e_m が、誘起電圧振幅脱調判断下限値 e_{outl} よりも小さいとき、脱調と判断し、サーボオン信号 sv をLにする。また、誘起電圧振幅推定値 e_m が、誘起電圧振幅脱調判断上限値 e_{outh} よりも大きいとき、脱調と判断し、サーボオン信号 $sv*$ をLにする。これら以外するとき、脱調していないと判断し、サーボオン信号 $sv*$ をHにする。

【0244】

は、電気角1回転当たり6回であり、分解能は電気角で 60° である。そのため、この角度を補間し使用すると、速度が急変したときに応答できない。また、この角度に基づき速度を作成し速度制御すると、速度制御の応答性が低い。

【0252】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧基準値を作成し、誘起電圧値との差である偏差 ε を用いて推定角度 θ_m を補正する。この推定角度 θ_m の補正は、角度推定周期 ΔT ごとに行われるため、求められた推定角度 θ_m は分解能が高く精度が高い。また、この推定角度 θ_m に基づき作成された推定速度 ω_m も精度が高い。

【0253】このように、実施例1は、角度推定周期 ΔT ごとに偏差 ε を求め推定角度 θ_m を補正することで、常に高分解能で高精度な推定角度 θ_m を作成する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0254】推定相をある特定の1相に固定したときを考えると、ある特定の角度付近において角度を推定できるのみである。例えば、推定相がu相のとき、角度 θ が 0° と 180° 付近でのみ角度の推定を実現する。そのため、他の角度では角度を推定できないため、推定角度 θ_m の精度が悪くなる。

【0255】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、推定角度 θ_m により、推定に用いる相(推定相)を切り替える。ここで、この推定相の誘起電圧基準値 e_{sm} を作成し、この推定相の誘起電圧値である誘起電圧選択値 e_s を作成する。そして、誘起電圧基準値 e_{sm} と誘起電圧選択値 e_s との差である偏差 ε を用いて推定角度 θ_m を補正する。こうすることで、常に、推定角度 θ_m の推定誤差の影響が最も現れる相の偏差 ε を用いて推定角度 θ_m を補正する。

【0256】このように、実施例1は、推定角度 θ_m により、推定に用いる相を切り替えることで、常に高精度な推定角度 θ_m の推定を行う位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0257】従来例2の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線に流れる相電流とステータ巻線間に印加される電圧とが正弦波状であることを前提とし、d軸

とq軸とで表される回転座標系で制御を行う。したがって、ロータの速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなると、相電圧が飽和するため、正しく角度を推定できず、高い角速度や大きな出力トルクを実現できなかった。

【0258】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線の各相の相電圧方程式に基づき、誘起電圧基準値 e_{sm} を作成し、誘起電圧値との差である偏差 ε を用いて推定角度 θ_m を補正する。ステータ巻線の相電圧方程式は、相電流と相電圧とが正弦波状でなくとも成り立つため、相電圧が飽和しても推定角度 θ_m を推定する。

【0259】このように、実施例1は、ステータ巻線の各相の相電圧方程式に基づき推定角度 θ_m を補正することで、相電圧が飽和しても推定角度 θ_m を作成し高速や大きな出力トルクでモータを駆動する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0260】従来例2の位置センサレスモータ制御装置は、モータ定数である抵抗値、d軸インダクタンス、q軸インダクタンス、および誘起電圧定数を電圧方程式にあてはめ角度の推定を行う。したがって、モータが駆動されモータの温度が変化すると、永久磁石の磁束量が変化し、誘起電圧定数が変化するため、正しく角度を推定できなかった。

【0261】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、各相の誘起電圧値から誘起電圧振幅推定値 e_m を補正し、この誘起電圧振幅推定値 e_m を用いて誘起電圧基準値 e_{sm} を作成し、角度誤差 $\Delta\theta$ に応じ変化する偏差 ε を求め推定角度 θ を作成する。ここで、速度と誘起電圧定数とから誘起電圧値を求めず、各相の相電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより誘起電圧振幅推定値 e_m を求めるため、誘起電圧定数の変化の影響を受けない。

【0262】このように、実施例1は、誘起電圧振幅推定値 e_m を補正することで、誘起電圧定数が変化しても高精度な推定角度 θ_m を作成する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0263】脱調を検出しないときを考えると、脱調時には、位置センサレスモータ制御装置に速度指令を与えても、この速度指令とおりにロータ12が回転しない。

【0264】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、ロータ12が推定速度 ω_m で回転するとき発生すると予測される誘起電圧の振幅にある幅を持たせた範囲の上限値 e_{outh} と下限値 e_{outl} とを作成する。そして、誘起電圧推定値 e_m がこの上限値 e_{outh} と下限値 e_{outl} の範囲外るとき、脱調と判断し、サーボオン信号 sv^* をLにする。すると、駆動部30における通電が禁止される。また、実施例1の位置センサレスモータ制御装置の外部にもサーボオン信号 sv^* を出力し、上位CPUによる再起動やユーザーによるパラメ

ータの再設定を求めるなどをする。

【0265】このように、実施例1は、推定速度 ω_m と誘起電圧振幅推定値 e_m との矛盾を検知することで、脱調を検知する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0266】角度推定のゲインが一定であるときを考えると、ロータの回転する速度により実効的なゲインが変化する。偏差 ε の大きさが同一であれば、進み量 θ_p を変化させる量は同一である。ここで、高速時と比較して、低速時において、角度推定周期 ΔT ごとに進む角度(進み量 θ_p)が小さい。そのため、低速時において、進み量 θ_p に対して進み量 θ_p を変化させる割合が大きくなる。すると、低速時において最適なゲインに設定すると、高速時でのゲインは小さなものとなり、高速時において最適なゲインに設定すると、低速時でのゲインは大きなものとなる。したがって、低速から高速まで最適なゲインとならず、角度推定が不安定となることがある。

【0267】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、推定速度 ω_m が大きくなると比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i とを大きくする。そして、低速から高速まで最適なゲインを保つ。

【0268】このように、実施例1は、速度により角度推定のゲインを変化させることで、低速から高速まで安定に角度推定する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0269】また、角度推定のリミットに関しても同様である。実施例1は、速度により角度推定のリミットを変化させることで、低速から高速まで安定に角度推定する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0270】補償量 α を使用しないときを考える。補償量 α を使用しないときの角度推定部70は、精度のよい推定角度 θ_m を作成するが、多少誤差が含まれる。

【0271】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、この誤差をあらかじめ実験などで求めテーブル化し、角度推定 θ_m を補償する量を示す補償量 α を作成する。そして、この補償量 α を推定角度 θ_m に加算した角度に基づき誘起電圧基準値 e_{sm} を作成することで角度推定の誤差を補償する。

【0272】このように、実施例1は、補償量 α により角度推定の誤差を補償し、さらに精度のよく角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0273】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、逆転指令時のとき、u相電流値 i_u とv相電流値 i_v とを交換し、u相電圧指令値 v_u^* とv相電圧指令値 v_v^* とを交換する。こうすることで、u相のステータ巻線11uとv相のステータ巻線11vとの接続を変更したことと同様の作用があるため、簡単なソフトの変更のみで逆転を実現する。

【0274】このように、実施例1は、逆転指令時に相

電流値同士を交換し相電圧指令値同士を交換することで、簡単なソフトの変更のみで容易にロータを逆転させる位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0275】《実施例2》次に、本発明の実施例2における位置センサレスモータ制御装置を説明する。実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、電流制御部50で作成される相電圧指令値 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ から相電圧値 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ を作成した。実施例2の位置センサレスモータ制御装置は、電圧センサを付加し相電圧を直接検知するものである。そして、高分解能で高精度な角度の推定を実現し、相電圧が飽和しても角度の推定を実現し、かつ、誘起電圧定数に変化しても高精度な角度の推定を実現する。

【0276】まず、実施例2の位置センサレスモータ制御装置の構成を説明する。図11は、実施例2における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図である。また、図12は、実施例2における角度推定部の構成を示すブロック図である。

〔図11の説明〕実施例2の位置センサレスモータ制御装置は、実施例1の位置センサレスモータ制御装置と比較して、ステータ巻線11u、11v、11wの端子電圧をそれぞれ検知しアナログu相電圧値 $v u a$ 、アナログv相電圧値 $v v a$ 、アナログw相電圧値 $v w a$ を出力する電圧センサ223u、223v、223wが付加される。また、マイコン222の構成が実施例1と異なる。また、このマイコン222の中の電流制御部250と角度推定部270とが実施例1と異なる。また、この角度推定部270の中の相電圧値作成部271が実施例1と異なる。入出力に関して実施例1と異なることは、電流制御部250が相電圧指令値 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ を出力しないことと、角度推定部270が相電圧指令値 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ の代わりにアナログ相電圧値 $v u a$ 、 $v v a$ 、 $v w a$ を入力することである。

【0277】その他の構成は、実施例1と同様であり、同一の符号を付け説明を省略する。

【0278】次に、実施例2の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。

【0279】電圧センサ223u、223v、223wは、それぞれステータ巻線11u、11v、11wに印加される電圧を検知し、アナログu相電圧値 $v u a$ 、アナログv相電圧値 $v v a$ 、アナログw相電圧値 $v w a$ を作成する。これらのアナログ相電圧値には、適当なローパスフィルタが作用される。

【0280】〔図12の説明〕相電圧値作成部271は、アナログ・ディジタル・コンバータから構成され、それぞれアナログ値であるアナログu相電圧値 $v u a$ 、アナログv相電圧値 $v v a$ 、アナログw相電圧値 $v w a$ をデジタル値であるu相電圧値 $v u$ 、v相電圧値 $v v$ 、w相電圧値 $v w$ にアナログ/ディジタル変換する。

【0281】実施例1の位置センサレスモータ制御装置

は、相電圧指令値 $v u^*$ 、 $v v^*$ 、 $v w^*$ から相電圧値 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ を作成した。実施例2の位置センサレスモータ制御装置のように、電圧センサを付加し相電圧を直接検知しても、実施例1と同様の作用を得られるため、実施例1と同様の効果を得る。

【0282】また、実施例2は、電圧センサ223u、223v、223wを付加しステータ巻線11u、11v、11wの電圧を直接検知するすることで、相電圧値 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ の精度を上げ、推定角度 θ_m の推定精度がさらに高い位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0283】《実施例3》

〔図13の説明〕次に、本発明の実施例3における位置センサレスモータ制御装置について説明する。実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、3相の相電流指令値 $i u^*$ 、 $i v^*$ 、 $i w^*$ を作成し、この相電流指令値 $i u^*$ 、 $i v^*$ 、 $i w^*$ とおりステータ巻線11u、11v、11wに電流が流れるように電流制御した。実施例3の位置センサレスモータ制御装置は、相電流を推定角度 θ_m による回転座標系である γ 軸上の γ 軸電流値 $i \gamma$ 、 δ 軸電流値 $i \delta$ に変換し、これらがそれぞれ γ 軸電流指令値 $i \gamma^*$ 、 δ 軸電流指令値 $i \delta^*$ とおりになるように電流制御する。そして、ステータ巻線に流れる電流とステータ巻線に印加される電圧とに基づき、高分解能で高精度な角度の推定を実現し、かつ、相電圧が飽和しても角度の推定を実現する。

【0284】まず、実施例3の位置センサレスモータ制御装置の構成を説明する。図13は、実施例3の位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図である。マイコン322のみが実施例1と異なる。また、このマイコン322の中の電流制御部350が実施例1と異なる。その他の構成は実施例1と同様であり、実施例1と同様の構成には同一の符号を付け説明を省略する。

【0285】〔図14の説明〕電流制御部350は、アナログu相電流値 $i u a$ とアナログv相電流値 $i v a$ と回転方向指令 $\omega d i r^*$ と γ 軸電流指令値 $i \gamma^*$ と δ 軸電流指令値 $i \delta^*$ と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを入力しu相電流値 $i u$ とv相電流値 $i v$ とu相電圧指令値 $v u^*$ とv相電圧指令値 $v v^*$ とw相電圧指令値 $v w^*$ とスイッチング指令信号 $g u h$ 、 $g u l$ 、 $g v h$ 、 $g v l$ 、 $g w h$ 、 $g w l$ とを出力する。

【0286】電流制御部350は、アナログu相電流値 $i u a$ を入力し交換前u相電流値 $i u 1$ を出力するADC51uと、アナログv相電流値 $i v a$ を入力し交換前v相電流値 $i v 1$ を出力するADC51vと、交換前u相電流値 $i u 1$ と交換前v相電流値 $i v 1$ と回転方向指令 $\omega d i r^*$ を入力しu相電流値 $i u$ とv相電流値 $i v$ とを出力する相電流値交換部52と、u相電流値 $i u$ とv相電流値 $i v$ と推定角度 θ_m とを入力し γ 軸電流値 $i \gamma$ と δ 軸電流値 $i \delta$ とを出力する三相二相変換部353

と、 γ 軸電流値 i_γ と δ 軸電流値 i_δ と γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* と推定速度 ω_m とを入力し γ 軸電圧指令値 v_γ^* と δ 軸電圧指令値 v_δ^* とを出力する電圧指令作成部 354 と、 γ 軸電圧指令値 v_γ^* と δ 軸電圧指令値 v_δ^* と推定角度 θ_m とを入力し u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とを出力する二相三相変換部 355 と、 u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* と回転方向指令 ω_{dir}^* とを入力し交換後 u 相電圧指令値 v_u^*1 と交換後 v 相電圧指令値 v_v^*1 と交換後 w 相電圧指令値 v_w^*1 とを出力する相電圧指令値交換部 56 と、交換後 u 相電圧指令値 v_u^*1 と交換後 v 相電圧指令値 v_v^*1 と交換後 w 相電圧指令値 v_w^*1 とを入力しスイッチング指令信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} を出力する PWM 制御器 57 とから構成される。

【0287】次に、実施例 3 の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。電流制御部 350 の動作のものが実施例 1 と異なる。その他の構成の動作は実施例 1 と同様であり、説明を省略する。

【0288】電流制御部 350 は、ある設定された時間*

$$i_\gamma = \{\sqrt{(2)}\} \cdot \{i_u \cdot \sin(\theta_m + 60^\circ) + i_v \cdot \sin \theta_m\} \quad \dots (43)$$

$$i_\delta = \{\sqrt{(2)}\} \cdot \{i_u \cdot \cos(\theta_m + 60^\circ) + i_v \cdot \cos \theta_m\} \quad \dots (44)$$

【0292】電圧指令値作成部 354 は、 γ 軸電流値 i_γ が γ 軸電流指令値 i_γ^* とおりになるように比例積分制御 (PI 制御) と非干渉制御とを用いて γ 軸電圧指令値 v_γ^* を制御する。また、 δ 軸電流値 i_δ が δ 軸電流指令値 i_δ^* とおりになるように比例積分制御 (PI 制

御) と非干渉制御とを用いて δ 軸電圧指令値 v_δ^* を制

御する。
【0293】下記式 (45) のように、 γ 軸電流指令値※

$$v_\gamma^* = KPD \cdot (i_\gamma^* - i_\gamma) + KID \cdot \Sigma (i_\gamma^* - i_\gamma) + R \cdot i_\gamma^* - \omega_e \cdot L_q \cdot i_\delta^* \quad \dots (45)$$

【0295】また、下記式 (46) のように、 δ 軸電流指令値 i_δ^* と δ 軸電流値 i_δ の差を比例ゲイン KPQ 、および積分ゲイン KIQ で比例積分制御した結果に、相抵抗 R に δ 軸電流指令値 i_δ^* を乗じた結果を加算し、角速度 ω_e に d 軸インダクタンス L_d を乗じさら★40

$$v_\delta^* = KPQ \cdot (i_\delta^* - i_\delta) + KIQ \cdot \Sigma (i_\delta^* - i_\delta) + R \cdot i_\delta^* + \omega_e \cdot L_d \cdot i_\gamma^* + \omega_e \cdot \phi \quad \dots (46)$$

【0297】二相三相変換部 355 は、推定角度 θ_m による回転座標系である γ δ 軸上の γ 軸電圧指令値 v_γ^* と δ 軸電圧指令値 v_δ^* とを静止座標系に変換し、ステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ に印加する u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とを作成する。具体的には、下記式 (47)、(4☆

$$v_u^* = \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{v_\gamma^* \cdot \cos \theta_m - v_\delta^* \cdot \sin \theta_m\}$$

* (電流制御周期) ごとに起動され、ADC51u、51v、相電流値交換部 52、三相二相変換部 353、電圧指令値作成部 354、二相三相変換部 355、相電圧指令値交換部 56、PWM 制御器 57 の順に下記の動作をし、 γ 軸電流指令値 i_γ^* 、および δ 軸電流指令値 i_δ^* とおりにステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ に電流が流れるようにスイッチング信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} を制御する。

【0289】ADC51u、51v は、および、相電流値交換部 52 は、実施例 1 と同様であり説明を省略する。

【0290】三相二相変換部 353 は、ステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ に流れる電流を示す電流値を推定角度 θ_m による回転座標系である γ δ 軸上の γ 軸電流値 i_γ と δ 軸電流値 i_δ に変換する。また、後述の二相三相変換部 355 は、ステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ に印加する電圧について三相二相変換部 353 で行われる変換の逆変換を行う。具体的には、三相二相変換部 353 は、下記式 (43)、(44) のように γ 軸電流値 i_γ と δ 軸電流値 i_δ とを作成する。

【0291】

※ i_γ^* と γ 軸電流値 i_γ の差を比例ゲイン KPD 、および積分ゲイン KID で比例積分制御した結果に、ステータ巻線一相あたりの抵抗 R に γ 軸電流指令値 i_γ^* を乗じた結果を加算し、角速度 ω_e に q 軸インダクタンス L_q を乗じさらに δ 軸電流指令値 i_δ^* を乗じた結果を減算したものを γ 軸電圧指令値 v_γ^* とする。ここで、角速度 ω_e は推定速度 ω_m から計算される。

【0294】

★に γ 軸電流指令値 i_γ^* を乗じた結果を加算し、角速度 ω_e に永久磁石 13 による d q 軸巻線鎖交磁束実効値 ϕ を乗じた結果を加算したものを δ 軸電圧指令値 v_δ^* とする。

【0296】

☆8)、(49) のようにする。ただし、駆動部 30 が電源 31 の電圧よりも大きな電圧をステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ に印加することができないため、式 (15) (17) (19) のようなリミットを設ける。

【0298】

$$\begin{aligned} v v * &= \{ \sqrt{(2/3)} \} \cdot \{ v \gamma * \cdot \cos(\theta m - 120^\circ) \\ &\quad - v \delta * \cdot \sin(\theta m - 120^\circ) \} \\ &\quad \dots (47) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v w * &= \{ \sqrt{(2/3)} \} \cdot \{ v \gamma * \cdot \cos(\theta m + 120^\circ) \\ &\quad - v \delta * \cdot \sin(\theta m + 120^\circ) \} \\ &\quad \dots (48) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v w * &= \{ \sqrt{(2/3)} \} \cdot \{ v \gamma * \cdot \cos(\theta m + 120^\circ) \\ &\quad - v \delta * \cdot \sin(\theta m + 120^\circ) \} \\ &\quad \dots (49) \end{aligned}$$

【0299】相電圧指令値交換部56、およびPWM制御器57は、実施例1と同様の動作をするため、その動作の説明を省略する。

【0300】その他の構成の動作は実施例1と同様であり説明を省略する。

【0301】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、3相の相電流指令値 $i u *$ 、 $i v *$ 、 $i w *$ を作成し、電流制御した。実施例3の位置センサレスモータ制御装置のように、推定角度 θm による回転座標系である $\gamma \delta$ 軸上で電流制御しても、実施例1と同様の作用をするため、実施例1と同様な効果を持つ。

【0302】《実施例4》次に、本発明の実施例4における位置センサレスモータ制御装置について説明する。実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、厳密な相電圧方程式を用いて誘起電圧値を求めた。実施例4の位置センサレスモータ制御装置は、簡略化した相電圧方程式を用いて誘起電圧値を求めるものであり、角度推定の演算時間の短縮を実現する。

【0303】[図15の説明] まず、実施例4の位置センサレスモータ制御装置の構成を説明する。図15は、実施例4における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図であり、図16は、実施例4における角度推定部の構成を示すブロック図である。マイコン422のみが実施例1と異なる。また、このマイコン422の中の速度制御部440と電流制御部450と角度推定部470とが実施例1と異なる。また、この角度推定部470の中の誘起電圧値演算部472が実施例1と異なる。その他の構成は実施例1に示したものと同様であり、実施例1と同様の構成には同一の符号を付け説明を省略する。

【0304】速度制御部440は、アナログ速度指令値*

$$\begin{aligned} e u &= v u \\ &\quad + R \cdot i a \cdot \sin(\theta m + \beta T) \\ &\quad + 1.5 \cdot (l a + L a) \cdot \cos(\theta m + \beta T) \\ &\quad - 1.5 \cdot L a s \cdot \cos(\theta m - \beta T) \quad \dots (50) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e v &= v v \\ &\quad + R \cdot i a \cdot \sin(\theta m + \beta T - 120^\circ) \\ &\quad + 1.5 \cdot (l a + L a) \cdot \cos(\theta m + \beta T - 120^\circ) \\ &\quad - 1.5 \cdot L a s \cdot \cos(\theta m - \beta T - 120^\circ) \quad \dots (51) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e w &= v w \\ &\quad + R \cdot i a \cdot \sin(\theta m + \beta T - 240^\circ) \\ &\quad + 1.5 \cdot (l a + L a) \cdot \cos(\theta m + \beta T - 240^\circ) \\ &\quad - 1.5 \cdot L a s \cdot \cos(\theta m - \beta T - 240^\circ) \quad \dots (52) \end{aligned}$$

* $\omega * a$ と推定速度 ωm とを入力し γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ と δ 軸電流指令値 $i \delta *$ と電流指令振幅 $i a$ と電流指令位相 βT とを出力する。電流制御部450は、アナログ u 相電流値 $i u a$ とアナログ v 相電流値 $i v a$ と回転方向指令 $\omega d i r *$ と γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ と δ 軸電流指令値 $i \delta *$ と推定角度 θm とを入力し u 相電圧指令値 $v u *$ と v 相電圧指令値 $v v *$ と w 相電圧指令値 $v w *$ とスイッチング指令信号 $g u h$ 、 $g u l$ 、 $g v h$ 、 $g v l$ 、 $g w h$ 、 $g w l$ とを出力する。角度推定部470は、電流指令振幅 $i a$ と電流指令位相 βT と u 相電圧指令値 $v u *$ と v 相電圧指令値 $v v *$ と w 相電圧指令値 $v w *$ と補償量 α とを入力し推定角度 θm と推定速度 ωm と誘起電圧振幅推定値 $e m$ とを出力する。

【0305】次に、実施例4の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。速度制御部440、および電流制御部450は、それぞれ、実施例1の速度制御部440、および電流制御部50と比較して出力が異なるのみであり、動作は同様である。また、誘起電圧値演算部472以外の構成は、実施例3と同様である。そのため、この誘起電圧演算部472以外の構成の説明を省略する。

【0306】[図16の説明] 誘起電圧値演算部472は、各相の誘起電圧値(u 相誘起電圧値 $e u$ 、 v 相誘起電圧値 $e v$ 、 w 相誘起電圧値 $e w$)を作成する。各相の相電圧方程式を誘起電圧値について解き、これを簡略化する。具体的には、相電流値 $i u$ 、 $i v$ 、 $i w$ が正弦波であると仮定し、電流指令振幅 $i a$ と電流指令位相 βT とから相電流 $i u$ 、 $i v$ 、 $i w$ を作成し、これを式(26)(27)(28)に代入し、簡略化し、下記式(50)(51)(52)を得る。

【0307】

【0308】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、厳密な相電圧方程式を用いて誘起電圧値を求めた。実施例4の位置センサレスモータ制御装置のように、簡略化した相電圧方程式を用いて誘起電圧値を求めても、実施例1と同様の作用を得られるため、実施例1と同様の効果を得る。

【0309】また、実施例4は、実施例1と比較して各相の相電圧値を簡略化することで、誘起電圧値（u相誘起電圧値 v_u 、v相誘起電圧値 v_v 、w相誘起電圧値 v_w ）を演算する時間を短縮する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0310】また、実施例4は、相電流波形が正弦波状であると仮定した相電流値を使用することで、電流センサ21u、21vが検知するアナログ相電流値 i_{ua} 、 i_{va} にノイズが混入しても、このノイズの影響なく角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現する。《実施例5》次に、本発明の実施例5における位置センサレスモータ制御装置について説明する。実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、推定角度 θ_m により推定相を切り替えた。実施例5の位置センサレスモータ制御装置は、各相の内では誘起電圧値の大きさが一番小さい相を推定相とするものである。

【0311】〔図17及び図18の説明〕まず、実施例*

- $\eta = 0$ 推定相 = u相 （ $|e_u|$ が最小、 $e_v > 0$ 、 $e_w < 0$ のとき）
- $\eta = 1$ 推定相 = w相 （ $|e_w|$ が最小、 $e_v > 0$ 、 $e_u < 0$ のとき）
- $\eta = 2$ 推定相 = v相 （ $|e_v|$ が最小、 $e_w > 0$ 、 $e_u < 0$ のとき）
- $\eta = 3$ 推定相 = u相 （ $|e_u|$ が最小、 $e_w > 0$ 、 $e_v < 0$ のとき）
- $\eta = 4$ 推定相 = w相 （ $|e_w|$ が最小、 $e_u > 0$ 、 $e_v < 0$ のとき）
- $\eta = 5$ 推定相 = v相 （ $|e_v|$ が最小、 $e_u > 0$ 、 $e_w < 0$ のとき）

【0314】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、推定角度 θ_m により推定相を切り替えた。実施例5の位置センサレスモータ制御装置のように、各相の内では誘起電圧値の大きさが一番小さい相を推定相としても、実施例1と同様の作用を得られるため、実施例1と同様の効果を得る。

【0315】《実施例6》次に、本発明の実施例6における位置センサレスモータ制御装置について説明する。実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧値と誘起電圧基準値 e_{sm} との間の偏差に基づき推定角度 θ_m を補正した。実施例6の位置センサレスモータ制御装置は、相電圧方程式を大幅に簡略化し、相電圧基準値を作成し、相電圧値と相電圧基準値との偏差を求め、この偏差が0に収束するように推定角度 θ_m を補正する。また、実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、ステータ巻線の各相の相電圧方程式の係数のうち誘起電圧振幅を補正した。実施例6の位置センサレスモータ制御装置は、相電圧振幅を補正する。

【0316】そして、高分解能で高精度な角度の推定を実現し、相電圧が飽和しても角度の推定を実現し、か

*5の位置センサレスモータ制御装置の構成を説明する。

図17は、実施例5における位置センサレスモータ制御装置の構成図を示すブロック図であり、図18は、実施例5における角度推定部570の構成を示すブロック図である。マイコン522のみが実施例1と異なる。また、このマイコン522の中の角度推定部570が実施例1と異なる。また、この角度推定部570の中の推定相選択部573が実施例1と異なる。その他の構成は実施例1に示したものと同様であり、実施例1と同様の構成には同一の符号を付け説明を省略する。

【0312】〔図19の説明〕次に、実施例5の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。推定相選択部573は、各相の内では誘起電圧値の大きさが一番小さい相を推定相とする。図19は、実施例5における各相の誘起電圧値と推定相指標の関係を示す波形図である。下記式(53)と図19のように、各相の内では誘起電圧値の大きさが一番小さい相がu相であり、v相誘起電圧値が正であり、かつw相誘起電圧値が負であるとき、推定相指標を0とし、推定相をu相とする。他の場合についても、下記式(53)と図19より推定相指標 η と推定相を求める。

【0313】

・・・(53)

つ、モータ定数が変化しても高精度に角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0317】〔図20の説明〕まず、実施例6の位置センサレスモータ制御装置の構成を説明する。図20は、実施例6における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図である。実施例6の位置センサレスモータ制御装置は、マイコン622が実施例1と異なる。このマイコン622の中の補償量作成部660と角度推定部670と脱調検出部690とが実施例1と異なる。その他の構成は、実施例1と同様であり、同一の符号を付け説明を省略する。

【0318】実施例1において、角度推定部70は、誘起電圧振幅推定値 e_m を出力し、脱調検出部90は、この誘起電圧振幅推定値 e_m を入力した。実施例6において、この誘起電圧振幅推定値 e_m の代わりに相電圧振幅推定値 v_m を入出力する。すなわち、実施例6において、角度推定部670は、相電圧振幅推定値 v_m を出力し、脱調検出部690は、相電圧振幅推定値 v_m を入力する。

【0319】〔図21の説明〕図21は、実施例6にお

ける角度推定部 6 7 0 の構成を示すブロック図である。角度推定部 6 7 0 は、u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とを入力し u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w とを出力する相電圧値作成部 7 1 と、推定角度 θ_m と補償量 α とを入力し推定相指標 η を出力する推定相選択部 7 3 と、推定相指標 η と u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w とを入力し相電圧選択値 v_s を出力する相電圧選択値選択部 6 7 4 と、推定相指標 η と推定角度 θ_m と補償量 α と相電圧振幅推定値 v_m とを入力し相電圧基準値 v_{sm} を出力する相電圧基準値作成部 6 7 5 と、相電圧選択値 v_s と相電圧基準値 v_{sm} とを入力し偏差 ε を出力する偏差作成部 6 7 6 と、推定速度 ω_m を入力し比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを出力するゲインリミット作成部 7 7 と、推定相指標 η と偏差 ε と比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを入力し推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを出力する角度速度補正部 7 8 と、u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w とを入力し相電圧振幅推定値 v_m を出力する相電圧振幅推定値補正部 6 8 0 とから構成される。

【0320】相電圧振幅推定値補正部 6 8 0 は、u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w とを入力し相電圧振幅演算値 v_c を出力する相電圧振幅演算値作成部 6 8 1 と、相電圧振幅演算値 v_c を入力し相電圧振

$$\begin{aligned} v_d &= R \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \\ v_q &= R \cdot i_q + \omega_e (\phi + L_d \cdot i_d) \end{aligned} \quad \dots (54)$$

$$\begin{aligned} \beta_v &= -\arctan \left[\frac{\{R \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q\}}{\{R \cdot i_q + \omega_e \cdot (\phi + L_d \cdot i_d)\}} \right] \end{aligned} \quad \dots (55)$$

【0325】ここで、この電圧位相を持つ相電圧基準値 v_{sm} を作成し、この相電圧基準値 v_{sm} に相電圧が一致するように、推定角度 θ_m と相電圧基準値の振幅である相電圧振幅推定値 v_m とを補正する。こうして、角度推定を実現する。さて、両者を一致させる方法は、実施例 1 と同様の原理を用いる。また、電圧位相を求めるとき、d 軸電流値 i_d と q 軸電流値 i_q とを用いる代わりに、それらの推定軸 γ δ 軸上の指令値である γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* とを用いる。なお、この電圧位相は補償量 α に含める。

【0326】また、脱調を検出する方法を変更する。ロータ 1 2 が回転する速度が大きくなると、誘起電圧が大きくなるため、大きな相電圧を印加する必要がある。そのため、電流制御部 5 0 により作成される相電圧指令の振幅が大きくなる。実施例 1 において、誘起電圧の振幅が速度に比例することを用いて脱調を検出した。相電圧指令値の振幅についても、速度とともに大きくなる傾向があるので、実施例 6 のにおいて、相電圧指令値の振幅を※

$$\alpha_1 = -\arctan \left[\frac{\{R \cdot i_\gamma^* - \omega_e \cdot L_q \cdot i_\delta^*\}}{\{R \cdot i_\delta^* + \omega_e \cdot (\phi + L_d \cdot i_\gamma^*)\}} \right] \dots (56)$$

*幅推定値 v_m を出力する相電圧振幅推定値変更部 6 8 2 とから構成される。

【0321】[図 2 2 の説明] 図 2 2 は、実施例 6 における脱調検出部 6 9 0 の構成を示すブロック図である。脱調検出部 6 9 0 は、推定速度 ω_m を入力し相電圧振幅脱調判断上限値 v_{outh} と相電圧振幅脱調判断下限値 v_{outl} とを出力する相電圧脱調判断値作成部 6 9 1 と、相電圧振幅脱調判断上限値 v_{outh} と相電圧振幅脱調判断下限値 v_{outl} と相電圧基準値 v_m とを入力しサーボオン信号 s_v^* を出力する脱調判断部 6 9 2 とから構成される。

【0322】次に、本発明の実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。補償量作成部 6 6 0、角度推定部 6 7 0、および脱調検出部 6 9 0 以外の構成の動作は実施例 1 の構成の動作と同様であり説明は省略する。

【0323】まず、実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置の角度推定の原理を説明する。d q 軸上において、電圧方程式は下記式 (54) のように表される。d 軸電流値 i_d 、q 軸電流値 i_q を制御したとき、d 軸電圧値 v_d 、q 軸電圧値 v_q は一意に決まるため、その電圧位相 β_v も一意に決まり、下記式 (55) のようになる。

【0324】

※用いて実施例 1 と同様の方法で脱調を検出する。

【0327】では、実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置の動作の詳細を説明する。まず、補償量作成部 6 6 0 の動作を説明する。補償量作成部 6 6 0 は、電流制御部 5 0 の動作が終了するごとに動作する。この補償量作成部 6 6 0 は、角度推定部 6 7 0 において角度推定 θ_m を補償する量を示す補償量 α を作成する。この補償量 α は、電圧位相と角度推定の誤差とを足し合わせたものである。

40 【0328】まず、電圧位相分 (α_1) を作成する。これは、式 (55) を γ 軸電流指令値 i_γ^* と δ 軸電流指令値 i_δ^* とを用いて書き換え、下記式 (56) のように、表される。次に、角度推定の誤差分 (α_2) を作成する。これは、実施例 1 と同様に、下記式 (57) のようにする。そして、下記式 (58) のように、両者の和を補償量 α とする。

【0329】

$$\alpha 2 = \alpha t a b l e (\theta m \% 60^{\circ}, \omega m, i \gamma *, i \delta *)$$

$$\alpha = \alpha 1 + \alpha 2$$

【0330】次に、角度推定部670の動作を説明する。相電圧作成部71、および推定相選択部73は、実施例1と同様であり、その説明を省略する。

【0331】相電圧選択値選択部674は、推定相の相電圧値を相電圧選択値 v_s にする。下記式(59)のように、推定相指標 $\eta=0$ 、および3のとき、 u 相電圧値*

$$v_s = v_u \quad (\eta=0, 3 \text{ のとき})$$

$$v_s = v_v \quad (\eta=2, 5 \text{ のとき})$$

$$v_s = v_w \quad (\eta=1, 4 \text{ のとき})$$

【0333】相電圧基準値作成部675は、推定相の相電圧値の基準値である相電圧基準値 v_{sm} を作成する。下記式(60)のように、推定相 $\eta=0$ 、3のとき、 u 相の相電圧基準値(u 相電圧基準値 v_{um})を相電圧基準値 v_{sm} にする。また、推定相 $\eta=2$ 、5のとき※

$$v_{sm} = v_{um} \quad (\eta=0, 3 \text{ のとき})$$

$$v_{sm} = v_{vm} \quad (\eta=2, 5 \text{ のとき})$$

$$v_{sm} = v_{wm} \quad (\eta=1, 4 \text{ のとき})$$

$$v_{um} = -v_m \cdot \sin(\theta m + \alpha)$$

$$v_{vm} = -v_m \cdot \sin(\theta m + \alpha - 120^{\circ})$$

$$v_{wm} = -v_m \cdot \sin(\theta m + \alpha - 240^{\circ}) \quad \dots (60)$$

【0335】偏差作成部76は、相電圧選択値 v_s と相電圧基準値 v_{sm} との偏差 ε を作成する。下記式(61)のように、相電圧選択値 v_s から相電圧基準値 $v_{s\star}$

$$\varepsilon = v_s - v_{sm} \quad \dots (61)$$

【0337】ゲインリミット作成部77、および角度補正部78は、実施例1と同様であり、説明を省略する。

【0338】相電圧振幅演算値作成部681は、各相の相電圧値の絶対値を加算した結果に基づき相電圧演算値 v_c を作成する。下記式(62)のように、 u 相電圧値 v_u の絶対値と v 相電圧値 v_v の絶対値と w 相電圧値 v_w

$$v_c = KEC \cdot (|v_u| + |v_v| + |v_w|) \quad \dots (62)$$

【0340】誘起電圧振幅推定値変更部682は、相電圧振幅演算値 v_c に1次デジタルローパスフィルタ(LPF)を作用したものを相電圧振幅推定値 v_m とする。具体的には、下記式(63)のようにする。ここで、 $v_m(n)$ は今回の相電圧振幅推定値であり、 $v_m(n-1)$ は前回の相電圧振幅推定値である。また、 $KLEM$ はローパスフィルタの係数であり、0から1までの値を取り、 $KLEM$ が小さくなるほどローパスフィルタの効果が大きくなる。なお、ローパスフィルタは、相◆

$$v_m(n) = KLEM \cdot v_c + (1 - KLEM) \cdot v_m(n-1)$$

【0342】[図23の説明] 次に、脱調検出部690の動作の詳細を説明する。相電圧振幅脱調判断値作成部691は、ロータ12が推定速度 ωm で回転するとき発生すると予測される相電圧の振幅にある幅を持たせた範囲の上限値と下限値とを作成する。図23は、実施例

$$\dots (57)$$

$$\dots (58)$$

* v_u を相電圧選択値 v_s にする。また、推定相指標 $\eta=2$ 、および5のとき、 v 相電圧値 e_v を相電圧選択値 v_s にする。さらに、推定相指標 $\eta=1$ 、および4のとき、 w 相電圧値 v_w を相電圧選択値 v_s にする。

【0332】

$$\dots (59)$$

※ v 相の相電圧基準値(v 相電圧基準値 v_{vm})を相電圧基準値 v_{sm} にする。推定相 $\eta=1$ 、4のとき、 w 相の相電圧基準値(w 相電圧基準値 v_{wm})を相電圧基準値 v_{sm} にする。

【0334】

★ m を減算したものを偏差 ε にする。

【0336】

☆ w の絶対値との加算結果にある設定された係数 KEC を乗じたものを相電圧演算値 v_c とする。ここで、係数 KEC は式(40)のように与えられ、各相が正弦波であるとして、各相の絶対値の和を振幅に変換するために乗算される。

【0339】

◆電圧振幅演算値 v_c と前回の相電圧振幅推定値 $v_m(n-1)$ との誤差(振幅誤差)を求め、これに係数 $KLEM$ を乗じた結果を前回の相電圧振幅推定値 $v_m(n-1)$ に加えたものを今回の相電圧振幅推定値 $v_m(n)$ とする。このように、ローパスフィルタを用いることで、振幅誤差を算出し、この振幅誤差が小さくなるように、相電圧振幅推定値 $v_m(n)$ を補正する。

【0341】

$$\dots (63)$$

6における推定速度 ωm に対する相電圧振幅上限値 v_{outh} と相電圧振幅下限値 v_{outl} の関係図である。図23のように、相電圧振幅脱調判断上限値 v_{outh} を、切片が $VOUTH0$ であり傾きが $VOUTH1$ である推定角度 ωm に関する1次関数とする。また、相電圧

振幅脱調判断下限値 v_{outl} を、 ω_m 軸との交点が V_{OUTL0} であり傾きが V_{OUTL1} である推定角度 ω_m に関する 1 次関数とする。

【0343】脱調判断部 692 は、相電圧振幅推定値 v_m が相電圧振幅脱調判断上限値 v_{outh} と相電圧振幅脱調判断下限値 v_{outl} との範囲外するとき、脱調と判断する。下記式 (64) のように、相電圧振幅推定値 v_m が、相電圧振幅脱調判断下限値 v_{outl} よりも小さ*

$$\begin{aligned} sv* &= L \quad (v_m < v_{outl}) \\ sv* &= H \quad (v_{outl} \leq v_m \leq v_{outh}) \\ sv* &= L \quad (v_m > v_{outh}) \end{aligned} \quad \dots (64)$$

【0345】実施例 1 の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧値と誘起電圧基準値 e_{sm} との偏差を 0 に収斂するように動作させることにより推定角度 θ_m を作成した。実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置のように、相電圧値と相電圧基準値 v_{sm} との偏差を 0 に収斂するように動作させても、実施例 1 と同様の作用をする。そのため、実施例 6 は、実施例 1 と同様の効果をする。

【0346】また、実施例 1 の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧基準値に誘起電圧値を一致させるように推定角度 θ_m と誘起電圧振幅推定値 e_m とを補正した。よって、各相の誘起電圧値 (u 相誘起電圧値 e_u 、 v 相誘起電圧値 e_v 、 w 相誘起電圧値 e_w) を演算するための演算時間が必要であった。

【0347】実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置は、相電圧基準値 v_{sm} に相電圧値を一致させるように推定角度 θ_m と相電圧振幅推定値 v_m とを補正する。ここで、各相の相電圧値 (u 相電圧値 v_u 、 v 相電圧値 v_v 、 w 相電圧値 v_w) は、電流制御部 50 により作成されるため、角度推定部 70 において、演算時間を必要としない。

【0348】このように、実施例 6 は、相電圧基準値 v_{sm} に相電圧値を一致させるようにすることにより、演算時間少なく角度推定を実現する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【0349】《実施例 7》次に、本発明の実施例 7 における位置センサレスモータ制御装置について説明する。実施例 1 の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧値と誘起電圧基準値との偏差に基づき推定角度 θ_m を補正した。また、実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置は、相電圧方程式を大幅に簡略化し、相電圧基準値を作成し、相電圧値と相電圧基準値との偏差を求め、この偏差が 0 に収斂するように推定角度 θ_m を補正する。本発明は各相のステータ巻線の相電圧方程式に着目することが主旨であり、前者は誘起電圧に、後者は相電圧に着目したものである。このように、本発明は様々な変形が可能である。実施例 7 は、その一例を示すものであり、相電流に着目する。実施例 7 の位置センサレスモータ制御装置は、相電流基準値を作成し、この相電流基準値と

いとき、脱調と判断し、サーボオン信号 sv を L にする。また、相電圧振幅推定値 v_m が、相電圧振幅脱調判断上限値 v_{outh} よりも大きいとき、脱調と判断し、サーボオン信号 $sv*$ を L にする。これら以外するとき、脱調していないと判断し、サーボオン信号 $sv*$ を H にする。

【0344】

相電流の偏差を求め、この偏差が誘起電圧の偏差と等価であることを利用し、この偏差が 0 に収斂するように推定角度 θ_m を補正するものである。

【0350】また、実施例 1 から実施例 6 の位置センサレスモータ制御装置は、IPMSM (埋込磁石型同期モータ) を制御した。実施例 7 の位置センサレスモータ制御装置は、SPMSM (表面磁石型同期モータ) を制御する。

【0351】[図 24 の説明] 図 24 は、実施例 7 における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図である。SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor: 表面磁石型同期モータ) 710 は、相電流が流れるステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ が巻回されたステータ (図示せず) と、このステータ (図示せず) に対向し近接して配置されたロータ 712 とが設けられている。ここで、ステータ巻線 $11u$ 、 $11v$ 、 $11w$ は Y 結線されている。このブラシレスモータ 710 は、ロータ 712 の表面に永久磁石 713 が配置され、相電流により生成される磁束とこの永久磁石 713 による磁束との相互作用によりロータ 712 が回転する。

【0352】実施例 7 の位置センサレスモータ制御装置は、マイコン 722 が実施例 1 と異なる。このマイコン 722 中の速度制御部 740 と角度推定部 770 とが実施例 1 と異なる。その他の構成は、実施例 1 と同様であり、同一の符号を付け説明を省略する。

【0353】[図 25 の説明] 図 25 は、実施例 7 における速度制御部の構成を示すブロック図である。速度制御部 740 中の電流指令値作成部 743 が実施例 1 と異なる。速度制御部 740 中の他の構成は、実施例 1 と同様であり、説明を省略する。

【0354】[図 26 の説明] 図 26 は、実施例 7 における角度推定部の構成を示すブロック図である。角度推定部 770 は、 u 相電圧指令値 v_u* と v 相電圧指令値 v_v* と w 相電圧指令値 v_w* とを入力し u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w とを出力する相電圧値作成部 71 と、 u 相電圧値 v_u と v 相電圧値 v_v と w 相電圧値 v_w と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m と u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v とを入力し u 相誘起電圧値 e

uとv相誘起電圧値 e_v とw相誘起電圧値 e_w とを出力する誘起電圧値演算部72と、推定角度 θ_m と補償量 α とを入力し推定相指標 η を出力する推定相選択部73と、推定相指標 η とu相電流値 i_u とv相電流値 i_v とを入力し相電流選択値 i_s を出力する相電流選択値選択部774と、推定相指標 η と推定角度 θ_m と補償量 α と誘起電圧振幅推定値 e_m とu相電流値 i_u とv相電流値 i_v とu相電圧値 v_u とv相電圧値 v_v とw相電圧値 v_w とを入力し相電流基準値 i_{sm} を出力する相電流基準値作成部775と、相電流選択値 i_s と相電流基準値 i_{sm} とを入力し偏差 ε を出力する偏差作成部776と、推定速度 ω_m を入力し比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを出力するゲインリミット作成部77と、推定相指標 η と偏差 ε と比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミット ζ_i とを入力し推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを出力する角度速度補正部778と、u相誘起電圧値 e_u とv相誘起電圧値 e_v とw相誘起電圧値 e_w とを入力し誘起電圧振幅推定値 e_m を出力する誘起電圧振幅推定値補正部80とから構成される。誘起電圧振幅推定値補正部80は、実施例1と同様であり、説明を省略する。

$$\begin{aligned} i_{\gamma*} &= 0 \\ i_{\delta*} &= i_a \end{aligned}$$

【0360】次に、角度推定部770の動作を説明する。まず、相電流基準値と相電流値との偏差の意味を説明する。

【0361】SPMSM710において、u相の相電圧方程式は下記式(67)のように表される。ここで、 v_u はu相電圧値、 e_u はu相誘起電圧値、 R は相抵抗 ※30

$$v_u = e_u + R \cdot i_u + L \cdot d(i_u)/dt \quad \dots (67)$$

【0363】式(67)を1次オイラー近似により離散化し、u相電流値 i_u について解いたものが、下記式(68)である。 $i_u(n)$ は今回に角度推定部770が起動されたときのu相電流値 i_u である。また、 $i_u(n-1)$ 、 $v_u(n-1)$ 、 $e_u(n-1)$ は、それ★

$$\begin{aligned} i_u(n) &= i_u(n-1) \\ &+ \Delta T/L \cdot \{v_u(n-1) - e_u(n-1) - R \cdot i_u(n-1)\} \end{aligned} \quad \dots (68)$$

【0365】また、誘起電圧値 $e_u(n-1)$ は下記式(69)のように表される。ここで、 e は誘起電圧振幅、 $\theta(n-1)$ は前回に角度推定部770が起動され☆

$$e_u(n-1) = -e \cdot \sin\{\theta(n-1)\} \quad \dots (69)$$

【0367】一方、モデル化したモータにおいて、離散化した方程式は、下記式(70)で表される。ここで、 i_{um} はu相電流基準値、 e_{um} はu相誘起電圧基準値である。また、u相誘起電圧基準値 $e_{um}(n-1)$ は◆

$$\begin{aligned} i_{um}(n) &= i_u(n-1) \\ &+ \Delta T/L \cdot \{v_u(n-1) - e_{um}(n-1) - R \cdot i_u(n-1)\} \end{aligned} \quad \dots (70)$$

【0355】次に、本発明の実施例7の位置センサレスモータ制御装置の動作を説明する。実施例7において、速度制御部740、および角度推定部770以外の構成は実施例1と同様であり説明を省略する。

【0356】まず、速度制御部740の動作を説明する。速度制御部740は、ある設定された時間ごとに起動され、ADC41、トルク指令値作成部42、電流指令値作成部743の順に下記の動作をさせ、外部から入力されるアナログ速度指令値 $\omega*a$ とおりの速度でロータ712が回転するように γ 軸電流指令値 $i_{\gamma*}$ と δ 軸電流指令値 $i_{\delta*}$ とを制御するものである。

【0357】ADC21、およびトルク指令値作成部42の動作は、実施例1と同様であり説明を省略する。

【0358】電流指令値作成部743は、SPMSM710の出力トルクがトルク指令値 $T*$ とおりになるように、 γ 軸電流指令値 $i_{\gamma*}$ と δ 軸電流指令値 $i_{\delta*}$ とを作成する。式(5)のように、トルク指令値 $T*$ をある設定された値 K_T で除算した結果を電流指令値振幅 i_a とする。また、下記式(65)のように、 γ 軸電流指令値 $i_{\gamma*}$ を0とする。一方、下記式(66)のように、 δ 軸電流指令値 $i_{\delta*}$ を電流指令値振幅 i_a とする。

$$\begin{aligned} \text{【0359】} \quad i_{\gamma*} &= 0 \quad \dots (65) \\ i_{\delta*} &= i_a \quad \dots (66) \end{aligned}$$

※値、 i_u はu相電流値、 L はインダクタンス、 d/dt は時間微分を表す。ここで、u相誘起電圧値 e_u は、後述の相電圧方程式から演算された相誘起電圧値 e_u そのものを示さない。

【0362】

★それぞれ前回に角度推定部770が起動されたときのu相電流値 i_u 、u相電圧値 v_u 、u相誘起電圧値 e_u である。である。なお、 ΔT は角度推定周期であり、角度推定部770が起動される周期を表す。

【0364】

☆たときの角度 θ である。なお、誘起電圧の波形が正弦波状であると仮定する。

【0366】

◆下記式(71)のように表される。ここで、 e_m は誘起電圧振幅推定値、 $\theta_m(n-1)$ は前回に角度推定部770が起動されたときの推定角度 θ_m である。

【0368】

$$e_{um}(n-1) = -e_m \cdot \sin\{\theta_m(n-1)\} \cdots (71)$$

【0369】ここで、u相において、下記式(72)のように、u相電流値 i_u と相電流基準値 i_{um} との偏差(u相偏差 ε_u)をとる。そして、相電圧方程式における抵抗値 R とインダクタンス L とが正しければ、u相偏

$$\begin{aligned} \varepsilon_u &= i_u(n) - i_{um}(n) \\ &= -\Delta T/L \cdot \{e_u(n-1) - e_{um}(n-1)\} \cdots (72) \end{aligned}$$

【0371】したがって、実施例1と同様の考えが適応でき、u相電流値 i_u と相電流基準値 i_{um} とを一致させるように動作させることで、角度推定を実現する。ただし、偏差の符号が異なるため、推定角度 θ_m を補正する向きを逆にする。

【0372】では、角度推定部770の動作の詳細を説明する。角度推定部770は、ある設定された周期(角度推定周期: ΔT)ごとに起動され、相電圧値作成部71、誘起電圧値演算部72、推定相選択部73、相電流選択値選択部774、相電流基準値作成部775、偏差作成部776、ゲインリミット作成部77、角度速度補正部778、誘起電圧振幅演算値作成部81、誘起電圧振幅推定値変更部82の順に下記の動作をさせ、推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを作成する。また、電流制御部※

$$\begin{aligned} i_s &= i_u \quad (\eta=0, 3 \text{ のとき}) \\ i_s &= i_v \quad (\eta=2, 5 \text{ のとき}) \\ i_s &= i_w \quad (\eta=1, 4 \text{ のとき}) \cdots (73) \end{aligned}$$

【0376】相電流基準値作成部775は、推定相の相電流基準値を相電流基準値 i_{sm} とする。下記式(74)のように、推定相指標 $\eta=0$ 、および3のとき、u相電流基準値 i_{um} を相電流基準値 i_{sm} にする。また、推定相指標 $\eta=2$ 、および5のとき、v相電流基準値 i_{vm} を相電流選択値 i_{sm} にする。さらに、推定相★

$$\begin{aligned} i_{sm} &= i_{um} \quad (\eta=0, 3 \text{ のとき}) \\ i_{sm} &= i_{vm} \quad (\eta=2, 5 \text{ のとき}) \\ i_{sm} &= i_{wm} \quad (\eta=1, 4 \text{ のとき}) \cdots (74) \end{aligned}$$

【0378】

$$\begin{aligned} i_{vm}(n) &= i_v(n-1) \\ &\quad + \Delta T/L \cdot \{v_v(n-1) - e_{vm}(n-1) - R \cdot i_v(n-1)\} \\ i_{wm}(n) &= i_w(n-1) \\ &\quad + \Delta T/L \cdot \{v_w(n-1) - e_{wm}(n-1) - R \cdot i_w(n-1)\} \cdots (75) \end{aligned}$$

【0379】偏差作成部776は、偏差 ε を作成する。下記式(76)のように、相電流選択値 i_s と相電流基準値 i_{sm} の偏差を偏差 ε にする。

$$\varepsilon = i_s - i_{sm} \cdots (76)$$

【0381】ゲインリミット作成部77は、実施例1と同様であり説明を省略する。

【0382】角度速度補正部778は、偏差 ε を0に収斂させるように推定角度 θ_m を補正する。また、推定角度 ω_m を作成する。まず、補正する向きを示す補正符号 σ を作成する。下記式(77)のように、推定相指標 η ◆

$$\sigma = +1 \quad (\eta=0, 2, 4)$$

*差 ε_u はu相の誘起電圧値と誘起電圧基準値の偏差に比例する。ただし、実施例1と比較して、その符号は異なる。

【0370】

※750、補償量作成部60、角度推定部770の順に動作させ、角度推定周期 ΔT と電流制御周期とを同一とする。

【0373】相電圧値作成部71、誘起電圧値演算部72、および推定相選択部73は実施例1と同様であり説明を省略する。

【0374】相電流選択値選択部774は、推定相の相電流値を相電流選択値 i_s にする。下記式(73)のように、推定相指標 $\eta=0$ 、および3のとき、u相電流値 i_u を相電流選択値 i_s にする。また、推定相指標 $\eta=2$ 、および5のとき、v相電流値 i_v を相電流選択値 i_s にする。さらに、推定相指標 $\eta=1$ 、および4のとき、w相電流値 i_w を相電流選択値 i_s にする。

【0375】

★指標 $\eta=1$ 、および4のとき、w相電流基準値 i_{wm} を相電流基準値 i_{sm} にする。なお、u相電流基準値 i_{um} は、式(70)で表され、v相電流基準値 i_{vm} 、およびw相電流基準値 i_{wm} は、下記式(75)で表される。

【0377】

☆準値 i_{sm} の偏差を偏差 ε にする。

【0380】

◆ $=0, 2, 4$ のとき、補正符号 σ を1にする。また、推定相指標 $\eta=1, 3, 5$ のとき、補正符号 σ を-1にする。推定角度 θ_m の補正の方法は、実施例1と同様であり、説明を省略する。

【0383】

$$\sigma = -1 \quad (\eta = 1, 3, 5)$$

【0384】誘起電圧振幅演算値作成部81、および誘起電圧振幅推定値変更部82の動作は、実施例1と同様であり説明を省略する。

【0385】実施例1の位置センサレスモータ制御装置は、誘起電圧値と誘起電圧基準値 e_{sm} との偏差を0に収斂するように動作させることにより推定角度 θ_m を作成した。実施例7の位置センサレスモータ制御装置のように、相電流値と相電流基準値 i_{sm} との偏差を0に収斂するように動作させても、実施例1と同様の作用をする。そのため、実施例7は、実施例1と同様の効果を有する。

【0386】なお、実施例3から実施例7において、相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* から相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w を作成したが、実施例2のように、電圧センサで直接検知した電圧に基づき相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w を作成してもよい。

【0387】また、実施例2、および実施例4から実施例7において、相電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* を作成し電流を制御したが、実施例3のように、推定角度 θ_m による回転座標系である $\gamma\delta$ 軸上で電流制御してもよい。

【0388】実施例1から実施例7において、 u 相と v 相の相電流値と相電圧指令値とを交換したが、3相のモータにおいては、3相のうちのいずれか2つの相の相電流値と相電圧指令値とを交換すればよい。

【0389】また、電流制御部により電流を制御するため、電流センサで検知した電流を用いても電流指令を用いても同様の効果が得られる。すなわち、実施例1から実施例3、および実施例5から実施例7において、相電圧方程式に電流センサで検知した電流をあてはめたが、電流指令をあてはめてもよい。反対に、実施例4において、相電圧方程式に電流指令をあてはめたが、電流センサで検知した電流をあてはめてもよい。

【0390】実施例1から実施例7において、補償量 α は推定角度 θ_m により変化させたが、補償量 α は推定角度 θ_m に対する変化させなくてもよい。この場合は、電気周期程度の周期を持つ細かな推定誤差の補償はできないが、平均的な推定誤差に対応できる。

【0391】実施例6において、補償量 α の電圧位相分(α_1)を式(56)のように逆正接関数を用いて求めたが、補償量 α の電圧位相分(α_1)を角度推定の誤差分(α_2)に入れ込み、補償量 α のテーブルを作成し、このテーブルから直接補償量 α を求めてもよい。

【0392】実施例6において、脱調を相電圧振幅推定値 v_m から判断したが、 d 軸電圧指令値 v_d^* と q 軸電圧指令値 v_q^* とに関する2次元の範囲を作成し、この範囲外るとき脱調と判断してもよい。

【0393】実施例1から実施例7において、比例ゲイン κ_p と積分ゲイン κ_i と比例リミット ζ_p と積分リミ

$$\dots (77)$$

ットと i とを推定速度 ω_m に対して相似形としたが、推定速度 ω_m に対して別々に設定してもよい。

【0394】実施例1から実施例5、および実施例7において、誘起電圧振幅演算値作成部は、誘起電圧値の絶対値の和から誘起電圧振幅演算値 e_c を作成したが、誘起電圧値を二乗した結果を加算し、さらに、二乗根をとったものを誘起電圧振幅演算値 e_c としてもよい。同様に、実施例6において、相電圧振幅演算値作成部は、相電圧値の絶対値の和から相電圧振幅演算値 v_c を作成したが、相電圧値を二乗した結果を加算し、さらに、二乗根をとったものを相電圧振幅演算値 v_c としてもよい。

【0395】また、実施例1から実施例5、および実施例7において、3相の誘起電圧値から誘起電圧振幅演算値 e_c を作成したが、1つの相の誘起電圧値から誘起電圧振幅演算値 e_c を求めてもよい。この場合、3相のうちで大きさが一番大きい誘起電圧値にある係数を乗じたものを誘起電圧振幅演算値 e_c とする。同様に、実施例6において、3相の相電圧値から相電圧振幅演算値 v_c を作成したが、1つの相の誘起電圧値から相電圧振幅演算値 v_c を求めてもよい。この場合、3相のうちで大きさが一番大きい相電圧値にある係数を乗じたものを相電圧振幅演算値 v_c とする。

【0396】実施例1から実施例7において、誘起電圧が正弦波状であると仮定したが、台形波状などであって正弦波状でなくても本発明に含まれる。例えば、台形波状であるときは、誘起電圧基準値を正弦波状から台形波状のものに置き換えればよい。

【0397】また、実施例1から実施例7において、電流制御部と補償量作成部と角度推定部とを同期させたが、同期させなくてもよい。ただし、同期させないときには、適切な設計変更をし、角度速度補正部で行った推定角度 θ_m を進める動作を電流制御部で行う必要がある。

【0398】実施例1から実施例7において、交換後の電圧指令値 v_u^*1 、 v_v^*1 、 v_w^*1 にデッドタイム補償をしてもよい。また、実施例1、および実施例3から実施例7において、相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w としたが、相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* にデッドタイムの影響をなくような補償をしたものを相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w としてもよい。こうすることで、さらに精度のよい角度の推定を実現する。この場合には、相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w から中性点電位を減算したものを推定に用いる。

【0399】実施例1から実施例7において、比例積分結果をそのまま相電圧指令値としたが、3倍高調波の重量、2相変調をしてもよい。この場合には、相電圧値 v_u 、 v_v 、 v_w から中性点電位を減算したものを推定に用いる。

【0400】実施例1から実施例6において、IPMS

Mを制御したが、SPMSMを制御してもよい。反対に、実施例7において、SPMSMを制御したが、相電流モデル値 i_{sm} の演算にインダクタンス変化を考慮しIPMSMを制御してもよい。

【0401】また、シンクロナスリラクタンスモータを制御してもよい。このシンクロナスリラクタンスモータ*

$$\alpha 1 = -\tan \left[\frac{\{R \cdot i_{\gamma} * - \omega_e \cdot L_q \cdot i_{\delta} *\}}{\{R \cdot i_{\gamma} * + \omega_e \cdot L_d \cdot i_{\delta} *\}} \right] \cdots (78)$$

【0403】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、非常に短い期間である角度推定周期ごとに偏差を求め推定角度を補正することで、常に高分解能で高精度な推定角度を作成する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。また、非常に短い期間である角度推定周期ごとに偏差を求め推定角度を補正することで、角速度の急激な変化に追従できる、速度変化への応答性の良い、位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0404】請求項1等の本発明によれば、温度変化により推定角度が影響を受けないため、広い温度範囲にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0405】請求項3等の本発明によれば、推定信号と計測データ等との間で演算をする上で、座標回転を行う必要がないため、モータのステータ巻線の相電圧が飽和して、相電圧等が、台形波や矩形波等になった場合にも、正しいロータの角度推定をすることが出来る、高速や大きな出力トルクでモータを駆動する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0406】請求項4等の本発明によれば、ステータ巻線の電流が正弦波信号であるとして取り扱うため、角度を推定するための計算が簡略化される。これにより、小型で、安価なマイクロプロセッサ等により、短い演算時間で、角度推定を行う位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。又、ステータ巻線は大きなインダクタンス成分を有するため、ステータ巻線の相電流の波形は飽和しにくく、ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも、相電流の波形は正弦波に近い。ステータ巻線の相電圧の波形が飽和した時にも、ロータの角度の推定精度の高い、高速や大きな出力トルクでモータを駆動する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0407】請求項5等の本発明によれば、角度誤差という特定のパラメータを算出し、当該角度誤差が小さくなるように、推定角度を補正する。これにより、例えば、実際のモータ駆動波形が矩形波（又は台形波）である場合にも、角度推定手段は正弦波の推定モデルを有し、当該矩形波（又は台形波）の角度と、当該正弦波の

*は永久磁石がないため、永久磁石による誘起電圧を0にして制御すればよい。例えば、実施例6において、式(56)において、永久磁石によるdq軸巻線鎖交磁束実効値 ψ を0とし、下記式(78)のように、補償量 α の電圧位相分 $\alpha 1$ を作成すればよい。

【0402】

角度と、の角度誤差を算出し、角度誤差を小さくするように正弦波の推定モデルを補正することが出来るという有利な効果が得られる。本発明により、推定モデルの生成が容易になるという有利な効果が得られる。

【0408】本発明により、モータの角速度や出力トルクが増大し必要な相電圧が大きくなり、ステータ巻線の各相の相電圧が飽和して、各相の電圧波形が正弦波でなくなっても、正しく角度を推定することが出来る、高い角速度や大きな出力トルクを実現することが出来るという有利な効果が得られる。又、本発明による位置センサレスモータ制御装置においては、ロータの永久磁石の着磁波形は任意である。従って、ロータの永久磁石の着磁波形が正弦波以外の波形であって、誘起電圧が正弦波以外の波形を有する、モータについても、本発明により、高い精度でロータの角度を推定することが出来るという有利な効果が得られる。

【0409】請求項6等の本発明によれば、角度誤差及び振幅誤差という特定のパラメータを算出し、当該角度誤差が小さくなるように、推定角度を補正している。これにより、さらに、負荷の変化や角速度の変化が生じた場合にも、正しい角速度の推定が出来る位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0410】請求項7等の本発明によれば、推定モデルが有する、推定角度を変数とする関数の係数についても、補正を行う。これにより、精度の高い推定モデルを得られ、高い精度の角度推定を行う位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0411】請求項8の本発明によれば、角度推定手段の出力から角度推定手段のフィードバック入力に至る信号経路の伝達特性が、温度依存性を有する要素を含まない。これにより、広い温度範囲にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0412】請求項9等の本発明によれば、角度誤差の検出精度の高い相を選択して、角度誤差を補正する。これにより、いかなるロータの角度においても、常に高い精度で、角度を推定することが出来る、位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0413】請求項10等の本発明によれば、モータの

ロータの角度推定誤差が一定の範囲を超えたことを検知して（その結果、例えば、推定角速度が実際の角速度とまったく異なる値になった場合）、例えば、モータを停止させる。これにより、モータの制御が外れた状態（脱調）から、容易に脱出することが出来る位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0414】請求項12等の本発明によれば、誤差信号に、ロータの角速度と対応関係を有するゲインを掛けた値を用いて、推定モデルを補正する。これにより、遅い角速度から速い角速度に至るまで、適切な補正量を得ることが出来、広い速度範囲で高い角度の推定を行う位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0415】請求項14等の本発明によれば、過大な補正量を用いて推定信号を補正することを防止する。これにより、ノイズの影響を受けにくい、安定な位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0416】請求項15等の本発明によれば、さらに、補正量の上限值又は下限値を角速度に応じて変化させる。これにより、広い速度範囲でノイズの影響を受けにくい、安定な位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0417】請求項16等の本発明によれば、パラメータに対応する補償量のテーブルを有することにより、演算のみにより角度を推定する装置よりも、精度の高い精度で角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0418】請求項17等の本発明によれば、非常にわずかな切り換えにより、正転と逆転とに対応し、かつ、正転時と逆転時とで、回路ブロック又はプログラムブロックのほとんどの部分を共用できる位置センサレスモータ制御装置が実現できるという、有利な効果が得られる。

【0419】請求項18等の本発明によれば、ステータ巻線の計測又は演算された電圧から、誘起電圧以外の成分を差し引くことにより、誘起電圧を導出する。これにより、広い温度範囲にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0420】請求項23等の本発明によれば、全ての相について誤差を算出する必要がなく、各相の誘起電圧を比較して、最も小さな誘起電圧の相を選択するという簡単な方法により、正常な状態において誤差が最大になる相を選択し、当該選択された相についてのみ、誤差を演算するため、演算時間が少なく済むという、有利な効果が得られる。

【0421】請求項31等の本発明によれば、ステータ巻線の電流信号を基準に、角度を推定する。これによ

り、推定角度が温度変化の影響を受けないため、広い温度範囲にわたって、高い精度でロータの角度を推定する位置センサレスモータ制御装置を実現できるという、有利な効果が得られる。

【0422】また、請求項43の本発明によれば、相電圧基準値に相電圧値を一致させるようにすることにより、演算時間少なく角度推定を実現する位置センサレスモータ制御装置を実現する。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例1における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図2】実施例1における駆動部の回路図。

【図3】実施例1における速度制御部の構成を示すブロック図。

【図4】実施例1における電流制御部の構成を示すブロック図。

【図5】実施例1における角度推定部の構成を示すブロック図。

【図6】実施例1における脱調検出部の構成を示すブロック図。

【図7】実施例1における座標系の説明図。

【図8】実施例1におけるu相の誘起電圧値と誘起電圧基準値と偏差とを示す波形図。

【図9】実施例1における推定速度に対するゲインとリミットの関係図。

【図10】実施例1における推定速度に対する誘起電圧振幅上限値と誘起電圧振幅下限値の関係図。

【図11】実施例2における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図12】実施例2における角度推定部の構成を示すブロック図。

【図13】実施例3における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図14】実施例3における電流制御部の構成を示すブロック図。

【図15】実施例4における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図16】実施例4における角度推定部の構成を示すブロック図。

【図17】実施例5における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図18】実施例5における角度推定部の構成を示すブロック図。

【図19】実施例5における各相の誘起電圧値と推定相指標の関係を示す波形図。

【図20】実施例6における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図21】実施例6における角度推定部の構成を示すブロック図。

【図22】実施例6における脱調検出部の構成を示すブ

ロック図。

【図23】実施例6における推定速度に対する相電圧振幅上限値と相電圧振幅下限値の関係図。

【図24】実施例7における位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図25】実施例7における速度制御部の構成を示すブロック図。

【図26】実施例7における角度推定部の構成を示すブロック図。

【図27】従来例1の位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

【図28】従来例1の位置センサレスモータ制御装置のタイミングチャート。

【図29】従来例2の位置センサレスモータ制御装置の構成を示すブロック図。

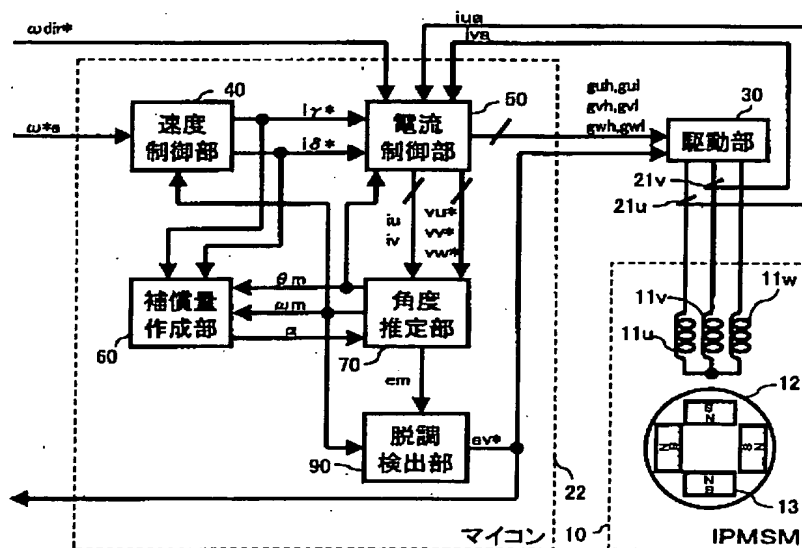
【図30】従来例2の位置センサレスモータ制御装置の解析モデル。

【符号の説明】

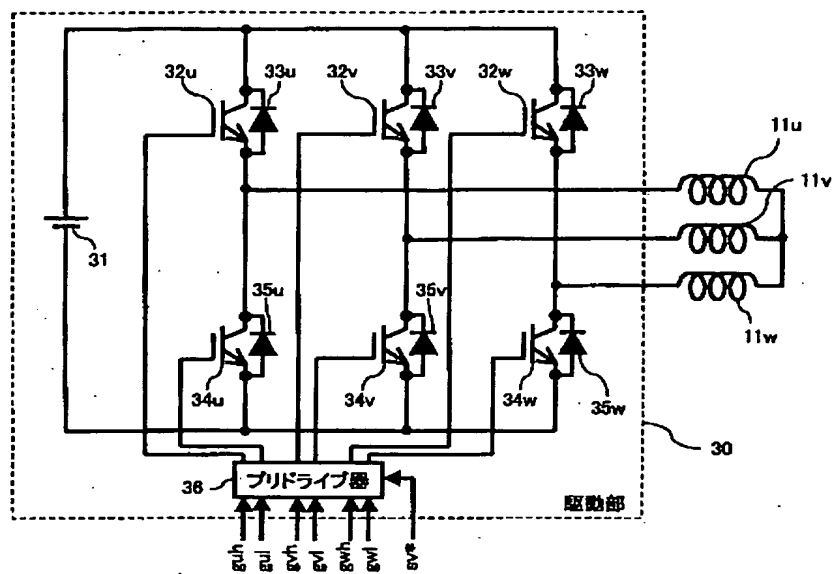
10 IPMSM
11u ステータ巻線
11v ステータ巻線
11w ステータ巻線
12 ロータ
712 ロータ
13 永久磁石
713 永久磁石
21u 電流センサ
21v 電流センサ

22 マイコン
222 マイコン
322 マイコン
422 マイコン
522 マイコン
622 マイコン
722 マイコン
30 駆動部
40 速度制御部
440 速度制御部
740 速度制御部
50 電流制御部
250 電流制御部
350 電流制御部
450 電流制御部
60 補償量作成部
660 補償量作成部
70 角度推定部
270 角度推定部
470 角度推定部
570 角度推定部
670 角度推定部
770 角度推定部
80 誘起電圧振幅推定値補正部
90 脱調検出部
690 脱調検出部
710 SPMSM

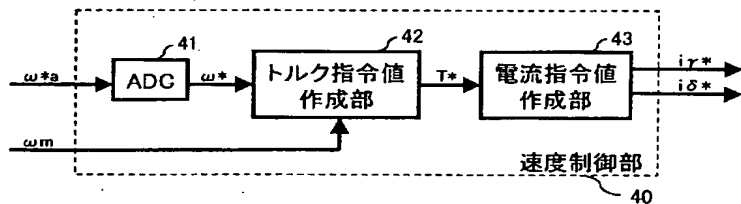
【図1】



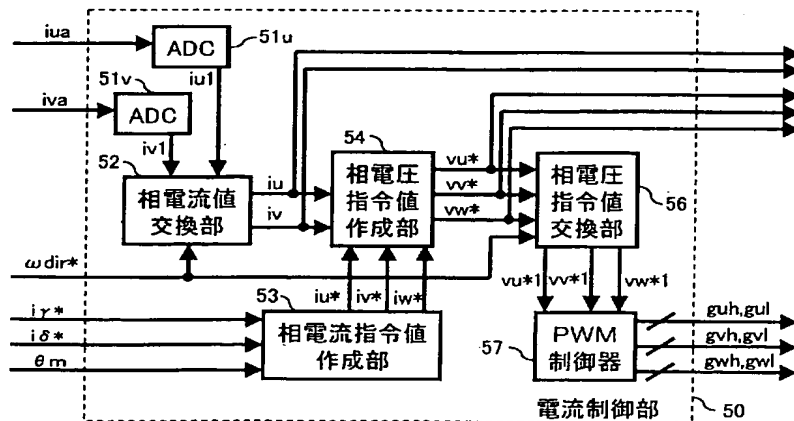
【図2】



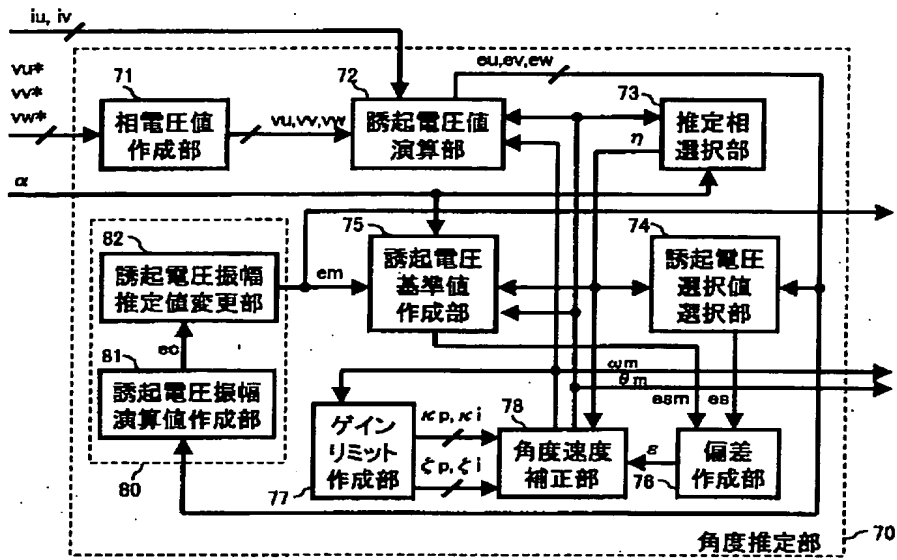
【図3】



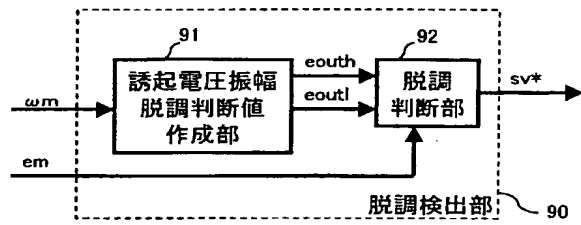
【図4】



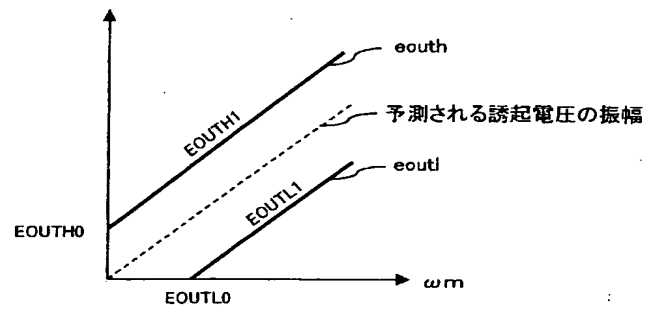
【図5】



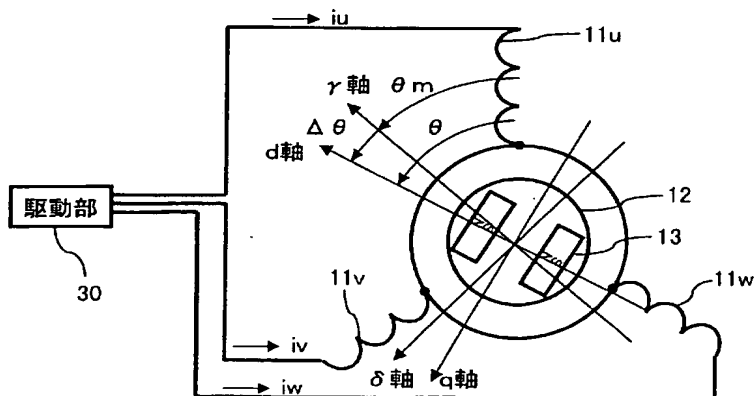
【図6】



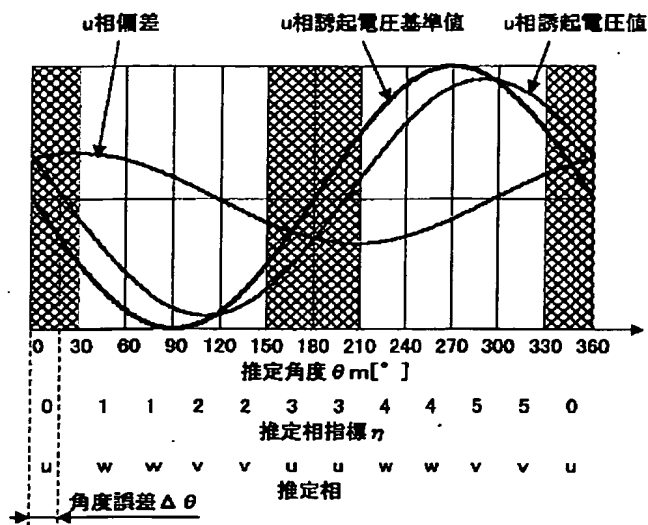
【図10】



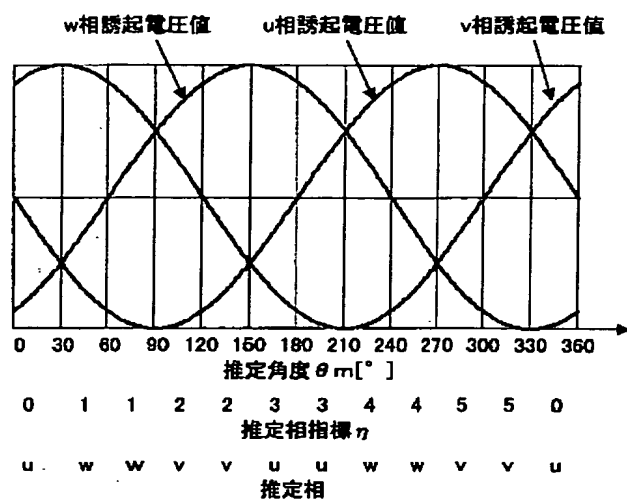
【図7】



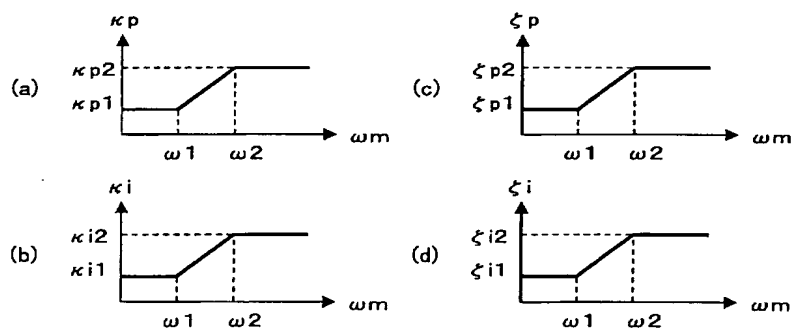
【図8】



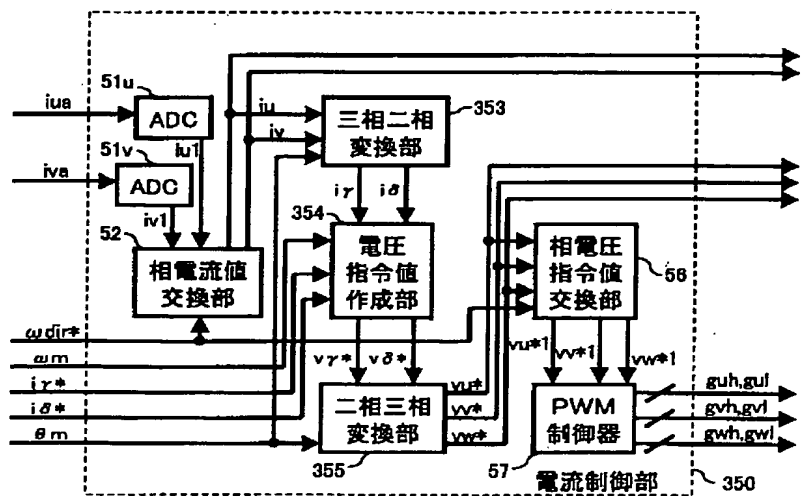
【図19】



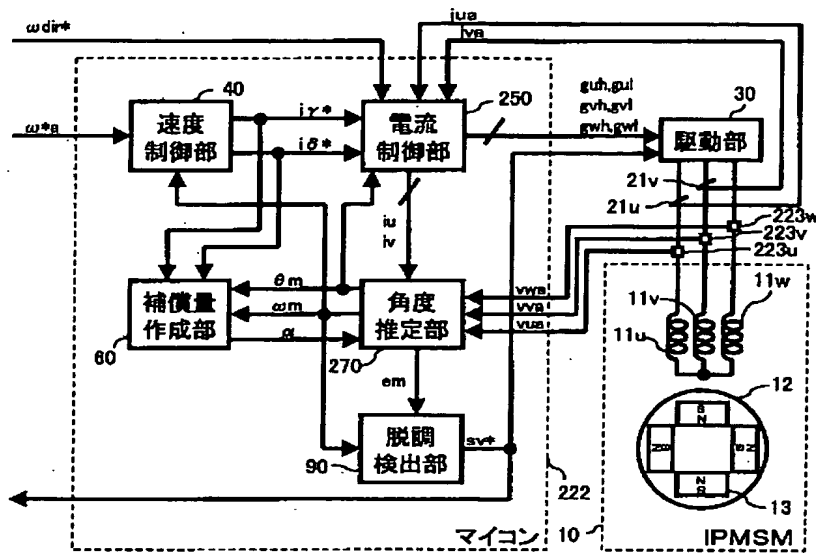
【図9】



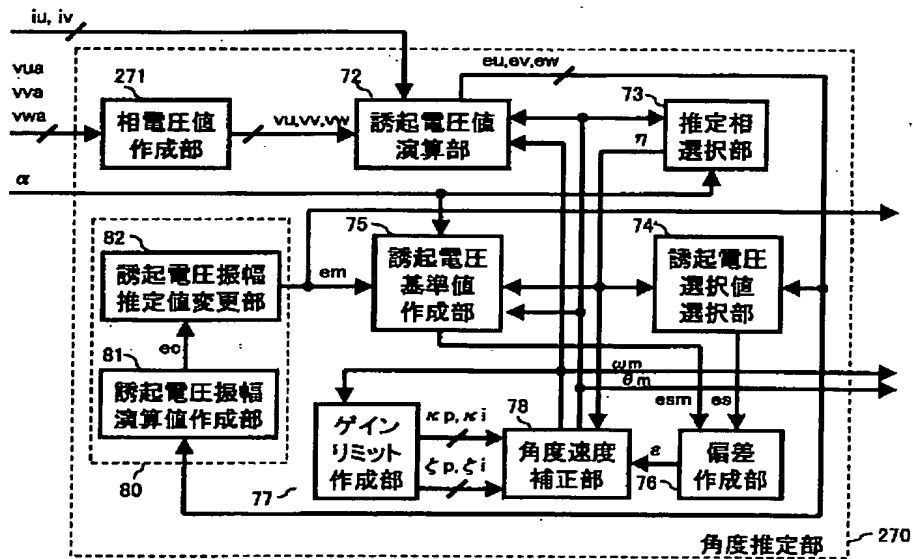
【図14】



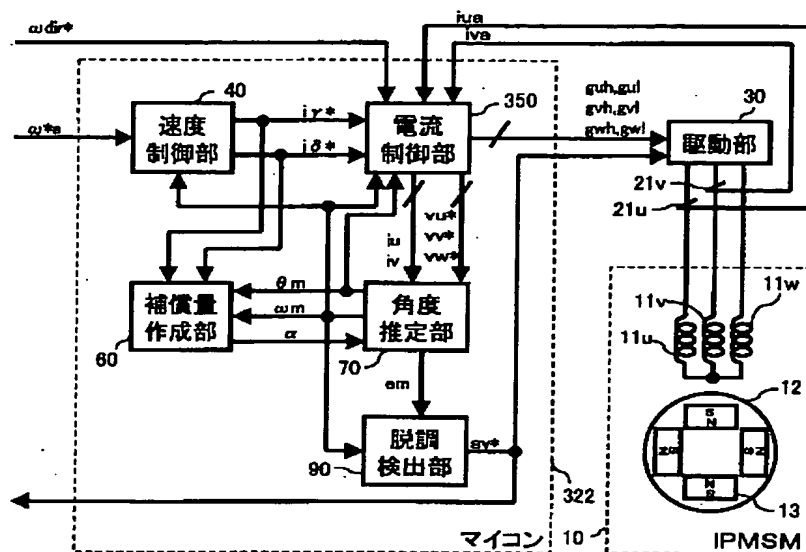
【図11】



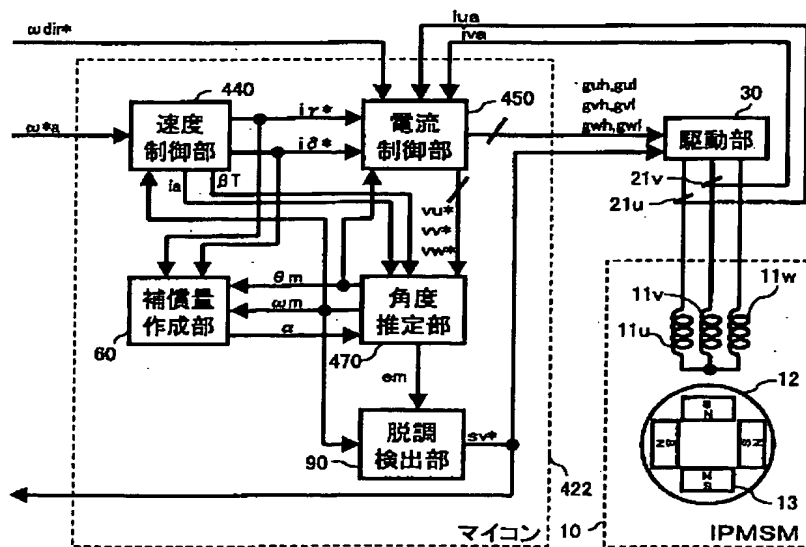
【図12】

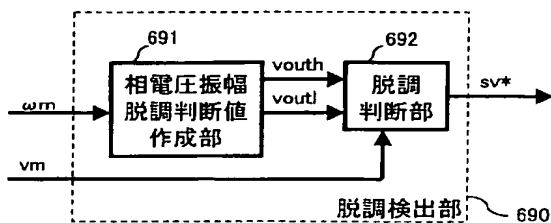
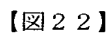
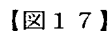


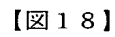
【図13】



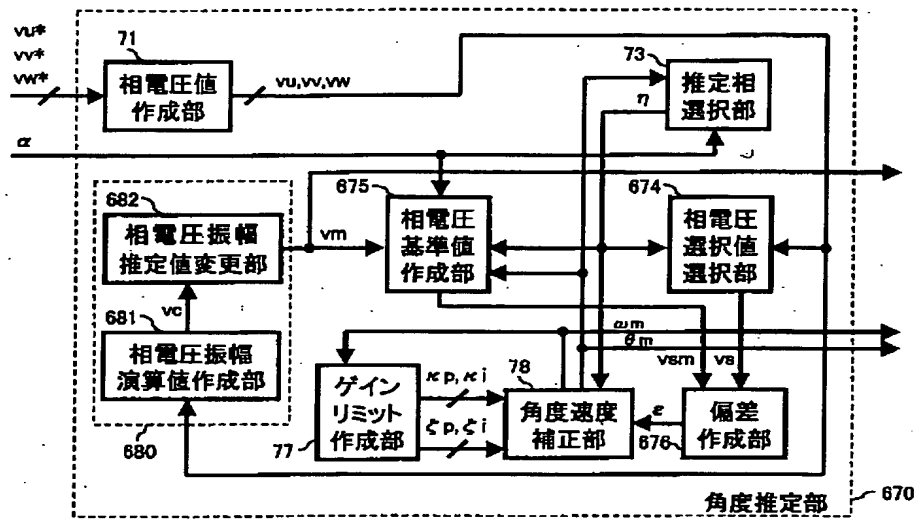
【図15】



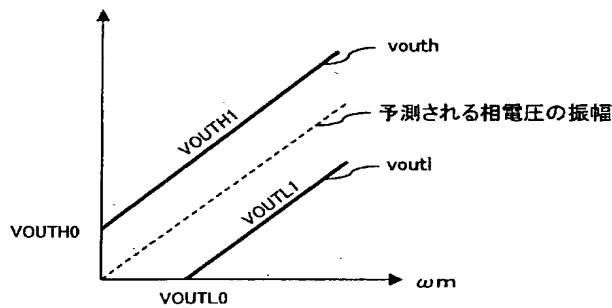




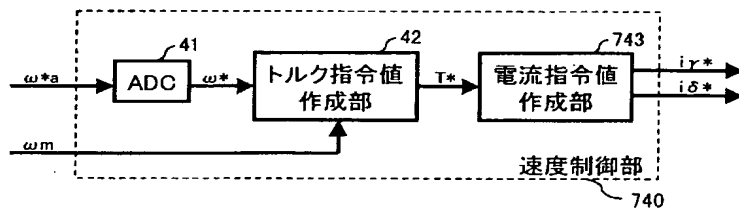
【図21】



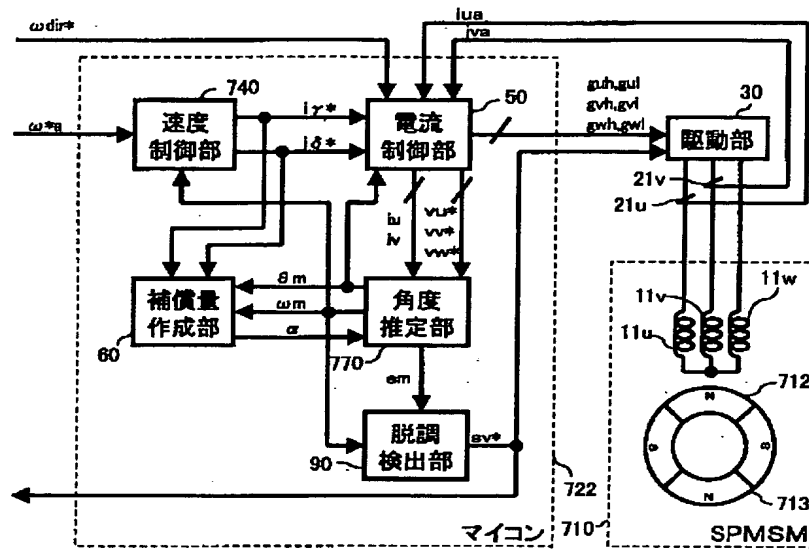
【図23】



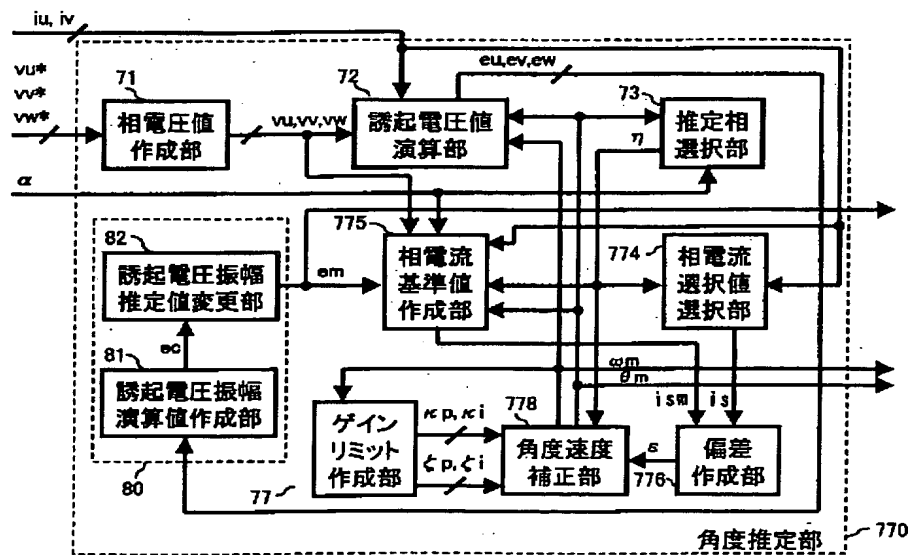
【図25】



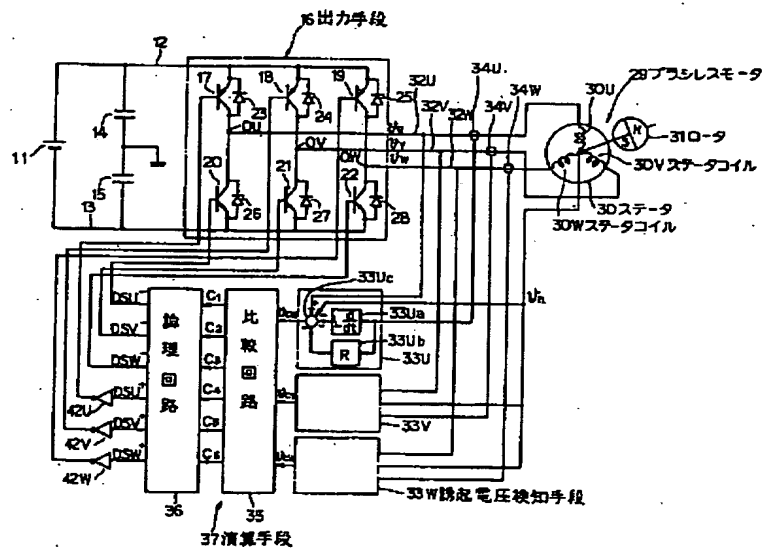
【図24】



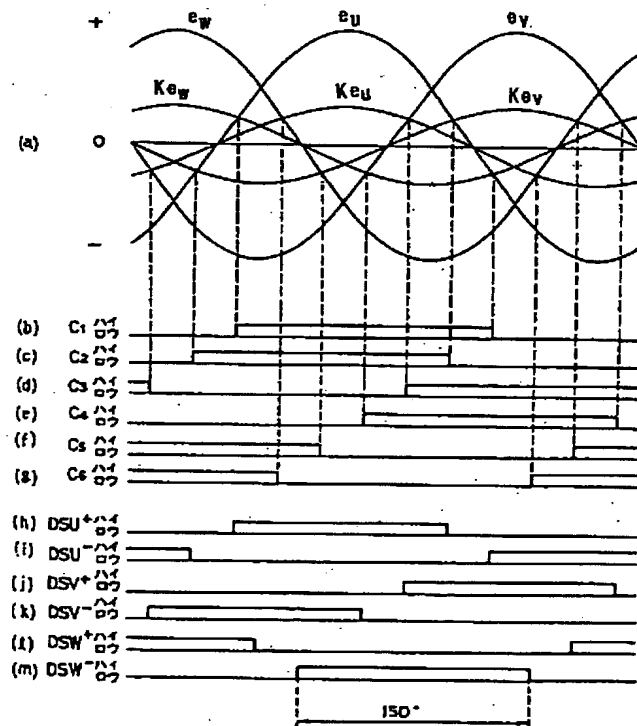
【図26】



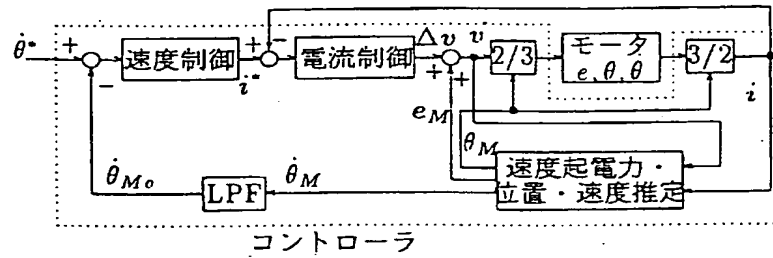
【図27】



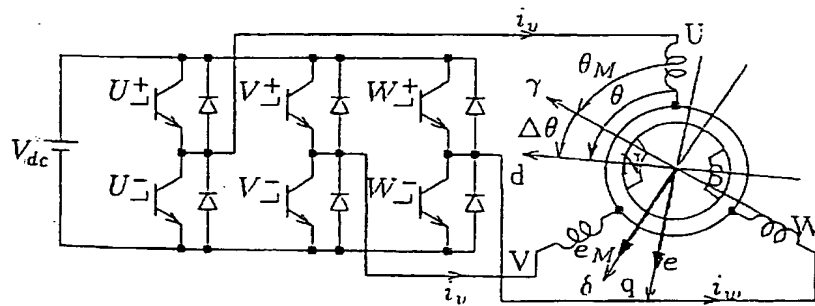
【図28】



【図29】



【図30】



フロントページの続き

(72)発明者 田澤 徹
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 丸山 幸紀
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.